Elettronica e telecomunicazioni

Anno LVII
Numero 2
Agosto 2008

Editoriale

La TV con un libro dentro

Il nuovo nella Musica

Super Hi-Vision a IBC 2008

Olofonia

SFN DVB-T: Q&A

Prossimi al limite di Shannon

Edizione ottimizzata per la stampa.
La rivista è disponibile su web
alla URL www.crit.rai.it/eletel.htm

Anno LVII
N° 2
Agosto 2008

Rivista quadrimestrale a cura della Rai

Indice

Editoriale

ing. Gianfranco **Barbieri**
Direttore di
"Elettronica e
Telecomunicazioni"

Questo numero della rivista si apre con tre schede che fanno riferimento ad altrettanti eventi di attualità, nei quali la Rai è attivamente coinvolta e dai quali si possono trarre spunti interessanti sui possibili sviluppi a breve di nuove idee e soluzioni tecnologicamente avanzate.

In occasione della XXI edizione della Fiera Internazionale del Libro tenutasi a Torino dall'8 al 12 Maggio 2008 è stata presentata una postazione dimostrativa del "Televideo Rai - Servizio Telesoftware Digitale Terrestre". La sperimentazione si inserisce nel quadro del progetto Rai denominato "Palinsesto Telesoftware per disabili visivi su digitale terrestre", il cui obiettivo è lo sviluppo di un servizio che consenta alle "persone con disabilita' visive" di scaricare, attraverso il segnale Digitale Terrestre, un palinsesto creato appositamente per loro. L'attività suddetta viene condotta, in ottemperanza a quanto definito nel Contratto di Servizio RAI 2007-2009, ed in particolare all'articolo 8 "Programmazione dedicata alle persone con disabilità e programmazione sociale". L'offerta comprende attualmente comunicati informativi e di servizio, libri e quotidiani elettronici in formato testo, audiolibri e musica, nonché opere multimediali caratterizzate anche da tematiche attinenti la disabilita' visiva, ed efficaci strumenti di alfabetizzazione informatica per ciechi ed ipovedenti. La Postazione d'Utente, composta da: Antenna Terrestre Ricevitore USB/DVB-T e Personal Computer, è descritta nell'articolo: "La TV con un libro dentro" nel quale viene anche riportata l'architettura di riferimento del sistema con l'elencazione delle diverse tipologie di contenuti multimediali che la piattaforma, attualmente in Sperimentazione, è predisposta a gestire.

Per gli appassionati di nuove tecnologie applicate al mondo della musica sarà verosimilmente di un certo interesse il convegno tenutosi dal 21 al 23 giugno u.s. a Ravello, città della musica: Si è trattato del terzo appuntamento organizzato dalla Direzione Strategie Tecnologiche della Rai, in collaborazione con RadioRai, RaiTrade, Rai Nuovi Media e Millecanali. Come indicato nella nota che costituisce la seconda scheda, si sono confrontati durante la manifestazione operatori del settore musicale ed esperti di tecnologie su tematiche inerenti la qualità tecnica della musica.
In occasione delle due Tavole Rotonde su: "La musica elettronica" e "Olofonia e multicanalità" sono state presentate in anteprima riprese effettuate con tecnologie innovative tra cui la ripresa in Olofonia. Questa tecnica, già illustrata in un precedente articolo della Rivista, rappresenta la nuova frontiera della produzione sonora; pur trovandosi ancora ad uno stadio sperimentale, il moltiplicarsi degli esperimenti compiuti in vari laboratori ed i risultati incoraggianti finora conseguiti lasciano prevedere sviluppi a tempi relativamente brevi. L'articolo:"OLOFONIA – Sperimentazioni con microfono Holophone H2-PRO" descrive la sperimentazione condotta dal

Centro Ricerche RAI in una decina di differenti condizioni ambientali nella quali è stata valutata la qualità timbrica, si è verificata la fattibilità di postproduzione e sono identificate le cause di alcune possibili limitazioni quali la distanza microfono-sorgente e l'acustica ambientale.

Il terzo evento, che si terrà dall'11 al 16 settembre ad Amsterdam, è costituito dalla IBC 2008, la tradizionale Convention che ogni anno raduna esperti di Broadcasting ed operatori commerciali da tutto il mondo. Nello stand dell'EBU Village sarà possibile assistere ad una serie di dimostrazioni della SHV (Super Hi-Vision) il sistema televisivo inizialmente sviluppato dalla NHK, l'ente radiotelevisivo pubblico giapponese. Il sistema abbina immagini costituite da 7680 x 4320 pixel ("sedici volte" quelle offerte oggi dalla HDTV) con un audio costituito da 22.2 canali. Il terzo articolo descrive le modalità con cui saranno effettuate le dimostrazioni, le quali saranno basate sia su riprese registrate in Giappone che su immagini dal vivo provenienti da una telecamera situata nel Centro di Londra trasportate ad Amsterdam per mezzo di una fibra a banda ultra larga. Altri contenuti perverranno, per mezzo di un collegamento satellitare, da un server localizzato a Torino, presso il Centro Ricerche della Rai, utilizzando la tecnologia di seconda generazione DVB-S2, sviluppata nel 2003 dal gruppo DVB guidato dalla Rai e già descritta in precedenti articoli..

La televisione digitale sta ormai superando la fase preoperativa per divenire quella che gli addetti ai lavori definiscono una "tecnologia matura". A breve, infatti, essa non sarà più solo un capriccio per consumatori appassionati di tecnologia, perché la tv analogica verrà spenta in tutta Europa, Italia compresa. Si comincia con la Sardegna, e via via con le altre regioni, fino al 2010 quando il 70% del paese e 37 milioni di persone sarà digitalizzato. Al di là del fattore commerciale, il grande pubblico non sempre è a conoscenza della portata rivoluzionaria che questa nuova tecnologia riesce a dimostrare. Lo sviluppo di una rete di trasmettitori atta a coprire un vasto territorio, specie se assai articolato dal punto di vista orografico, ha sempre rappresentato una sfida per il progettista, vincolato dai limiti imposti alla pianificazione delle frequenze. Con la tecnologia di trasmissione digitale, alla cui base sta la scelta dell'efficientissimo sistema di modulazione OFDM, tali vincoli vengono in gran parte superati permettendo la realizzazione di reti isofrequenziali. Gli autori dell'articolo "Reti SFN DVB-T: Q&A" oltre ad aver richiamato i concetti fondamentali della modulazione OFDM hanno raccolto alcune "domande frequenti" che si pongono nel progettare, mantenere, controllare una rete SFN DVB-T aggiungendo qualche domanda "di base" e cercando di dare delle risposte fondate su solide basi e su anni di esperienza.

Claude Elwood Shannon (1916-2001) è stato un ingegnere e matematico statunitense spesso definito "il padre della teoria dell'informazione". Risale al 1948 la pubblicazione del saggio "Una teoria matematica della comunicazione" in cui veniva discusso il problema di ricostruire con un certo grado di certezza le informazioni trasmesse da un mittente; fu in questa occasione che Shannon inventò il termine "bit", per designare l'unità elementare di informazione. Gli studi di Shannon avevano portato alla formulazione di una relazione fondamentale, destinata a rivoluzionare la teoria delle telecomunicazioni. Tale relazione consentiva di valutare la capacità trasmissiva teorica di un canale digitale rumoroso (denominata "limite di Shannon") in funzione della sua larghezza di banda. La rapida evoluzione della teoria dei codici per la protezione dagli errori ha consentito di sviluppare protocolli di trasmissione capaci di approssimare la capacità massima del canale. Nel numero precedente di questa rivista è stata pubblicata la prima parte di un articolo sulle tecniche di protezione dagli errori; l' articolo "Prossimi al limite di Shannon, 60 anni dopo", che chiude questo numero, è strettamente correlato con il precedente, approfondendo maggiormente l'aspetto storico dei progressi teorici che hanno consentito il rapido sviluppo a cui assistiamo oggi.

“La TV con un libro dentro”

Televideo RAI - Servizio Telesoftware sui Canali Digitali Terrestri

A Torino dall’8 al 12 Maggio si è tenuta la XXI edizione della Fiera Internazionale del Libro di Torino, un appuntamento immancabile per la cultura e società.

In questo contesto la Rai ha offerto incontri, dibattiti, anteprime, libri e immagini, programmi radio e tv in diretta, e in questo stesso contesto è stata presentata una postazione dimostrativa del “Televideo Rai - Servizio Telesoftware Digitale Terrestre”.

Predisposto dalla Direzione Televideo in collaborazione con la Direzione Strategie Tecnologiche - Centro Ricerche e Innovazione Tecnologica, è in fase di sperimentazione il progetto Rai denominato “Palinsesto Telesoftware per disabili visivi su digitale terrestre”, tale sistema consente alle “persone con disabilita’ visive” di scaricare, attraverso il Digitale Terrestre, un palinsesto creato per loro.

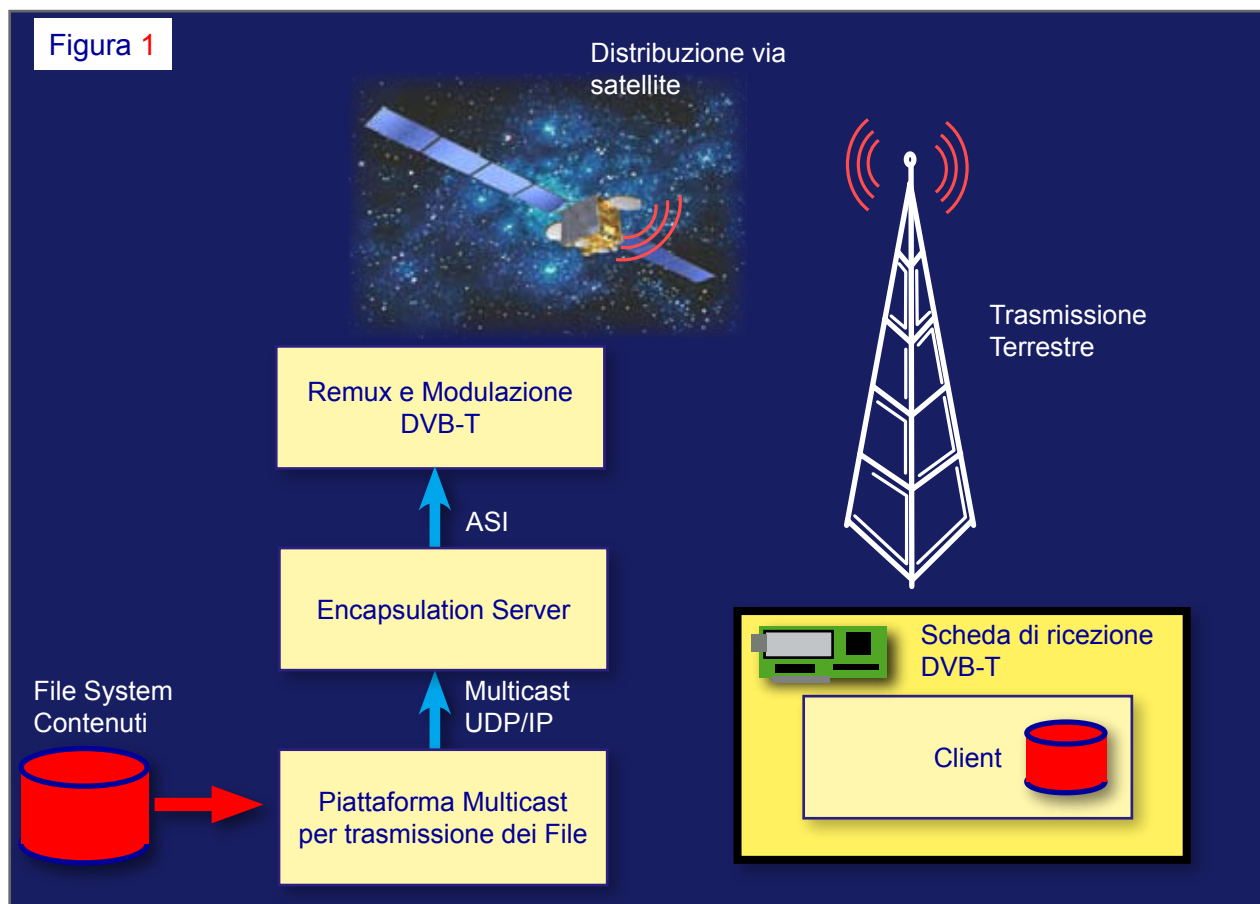
L’offerta comprende comunicati informativi e di servizio, libri e quotidiani elettronici in formato testo, audiolibri e musica, nonche’ opere multimediali caratterizzate anche da tematiche attinenti la disabilita’ visiva, ed efficaci strumenti di alfabetizzazione informatica per ciechi ed ipovedenti.

In riferimento a quanto definito nel Contratto di Servizio RAI 2007-2009, ed in particolare all’articolo 8 “Programmazione dedicata alle persone con disabilità e programmazione sociale”, viene stabilito che: “La Rai è tenuta a favorire l’accesso alla propria offerta multimediale alle persone con disabilità sensoriali o cognitive anche tramite specifiche programmazioni audiodescritte e trasmissioni in modalità Telesoftware per le persone non vedenti…” e “...promuovere la ricerca tecnologica al fine di favorire l’accessibilità dell’offerta multimediale alle persone con disabilità e con ridotte capacità sensoriali e cognitive, in collaborazione con enti,istituzioni e associazioni del mondo delle persone con disabilità …”.

In tale ambito si colloca l’attività di sperimentazione Televideo Rai - Servizio Telesoftware DTT per i disabili visivi su Piattaforma Digitale Terrestre in collaborazione con la Direzione Televideo Rai, la Direzione Strategie Tecnologiche - Centro Ricerche e Innovazione Tecnologica e il Segretariato Sociale Rai.

1. Televideo Rai Servizio Telesoftware DTT

Il Televideo Rai - Servizio Telesoftware Digitale Terrestre, naturale evoluzione del Telesoftware trasmesso sui canali televisivi analogici, è un servizio destinato ai possessori di PC che, forniti di scheda di ricezione dati sul canale Digitale Terrestre, ricevono un apposito palinsesto e in-

formazioni di settore dedicati in modo particolare alla categoria dei disabili visivi.

Per ricevere il software è necessario un apposito ricevitore per la ricezione dati sul canale DTT da collegare alla porta USB del proprio Personal Computer.

Il ricevitore USB dovrà essere collegato alla presa d'antenna TV. Le trasmissioni Telesoftware sono ricevibili da tutti senza abbonamenti.

In figura 1 è riportata l'architettura di riferimento.

La piattaforma, attualmente in Sperimentazione, è stata progettata per gestire diverse tipologie di contenuti multimediali:

Trasmissione dei Servizi Informativi:

- Comunicazioni da Televideo
- Pagine da Televideo RAI:
  - Notizie
  - Sport
  - Borsa
  - Istituzioni e Società
  - TV Magazine
  - Meteo

Trasmissione di Opere Multimediali:

- Parole e Poesia
- Audiofiabe
- Favole Multimediali
- Audiolibri
- Opere Letterarie
- Racconta la Storia
- RAI Podcast
- Ultimo TG
- Imparo L'Inglese

Trasmissione di Canale Test:

- Canale Test H24

I nuovi Servizi disponibili devono essere considerati come un esempio di possibili nuove proposte, tali servizi possono essere forniti come:

- File Transfer
- Audio Streaming

I Servizi attualmente operativi sono forniti esclusivamente in modalità di diffusione "broadcast-connectionless" e prevedono l'utilizzazione di protocolli IP di trasporto a pacchetto (UDP- User Datagram Protocol /RFC 768), che non necessitano del canale di ritorno.

Per garantire la coerenza della trasmissione del contenuto, che nella sua forma atomica è identificata nell'oggetto "file", si utilizza un protocollo che implementa ridondanza e FEC (*Forward Error Correction*), applicati ai dati, tale da permettere la ricezione di flussi IP senza che sia necessario l'utilizzo di un canale di ritorno.

Questa modalità, pertanto, non assicura la corretta ricezione dei dati in condizioni per cui il canale DTT sia affetto da errori e interferenze.

Nel caso in cui il segnale ricevuto sia valido, si potrà ottenere la corretta ricezione dei contenuti trasmessi, invece nel caso in cui il segnale ricevuto soffra di interferenze sarà necessario adottare delle politiche di ritrasmissione ciclica del contenuto.

Figura 2

Figura 3

Rai Televideo

Servizio TELESOFTWARE del TELEVIDEO RAI su Canale Digitale Terrestre

I Canali

.Ultimo aggiornamento 10 Maggio 2008.

Canale 1	Comunicazioni da Televideo
Canale 2	Parole e Poesia
Canale 3	AudioFiabe
Canale 4	Racconti: Da Olimpia a Seul
Canale 5	Opere Letterarie: L'Iliade
Canale 6	Romanzi: Montalbano
Canale 7	Favole Multimediali
Canale 8	Opere Multimediali
Canale 9	Racconta la Storia
Canale 10	RAI Podcast
Canale 11	Ultimo TG1
Canale 12	Imparo l'Inglese
Canale 13	Televideo RAI - Notizie
Canale 14	Televideo RAI - Sport
Canale 15	Televideo RAI - Borsa
Canale 16	Televideo RAI - Istituzioni e Società
Canale 17	Televideo RAI - TV Magazine
Canale 18	Televideo RAI - Viaggi
Canale 19	Televideo RAI - Meteo
Canale 20	Televideo RAI - Oggi

2. Architettura della Postazione d'Utente

La postazione d'Utente deve essere attrezzata per poter ricevere i segnali Digitali Terrestri utilizzando un ricevitore USB/DV-T che sia abilitato a ricevere i flussi dati IP/MPE (*IP/Multi Protocol Encapsulation*).

La Postazione d'Utente è composta da:

- Antenna Terrestre
- Ricevitore USB/DVB-T:
- Personal Computer:

La figura 2 rappresenta una tipica configurazione della Postazione d'Utente:

3. Sito Web Telesoftware su Client RX

Al fine di permettere all'Utente finale la fruizione dei contenuti ricevuti dal Televideo Rai - Servizio Telesoftware DTT (tramite Sintesi Vocale) è stata sviluppata un'interfaccia Web locale, che permette di accedere ai contenuti ricevuti e memorizzati sul PC (lato Utente).

L'interfaccia è stata pensata per una corretta fruizione/lettura tramite software di Vocoder o Sintesi Vocale, pertanto sono state eliminate parti grafiche e frame html che ne appesantiscono la "lettura-sintesi".

Per la fruizione dei Canali/contenuti trasmessi è stata sviluppato il Sito Web Telesoftware DTT (figura 3).

“Il nuovo nella Musica”

Qualità Tecnica e Piattaforme Innovative

Terzo appuntamento a Ravello, città della musica, organizzato dalla Direzione Strategie Tecnologiche della Rai, in collaborazione con RadioRai, RaiTrade, Rai Nuovi Media e Millecanali.

Si è tenuto dal 21 al 23 giugno, con il patrocinio della Regione Campania, Provincia di Salerno e Comune di Ravello.

Si sono confrontati operatori del settore musicale
ed esperti di tecnologie
su tematiche di qualità tecnica della musica.
Due le Tavole Rotonde:
“La musica elettronica” e “Olofonia e multicanalità”

Sono state presentate in anteprima riprese
effettuate con tecnologie innovative.

Il convegno è stato concluso dal
Maestro Eugenio Colombo, sassofonista,
la cui prestazione è stata ripresa con tecnica olofonica.

Per informazioni sulla tecnica di ripresa olofonica:
Leonardo Scopece: “Olofonia - una ripresa sonora di tutto ciò ci circonda”,
Elettronica e Telecomunicazioni, agosto 2007, pp. 19-32.

Super Hi-Vision a IBC 2008

Dimostrazione dal vivo, ad Amsterdam

Il Centro Ricerche della Rai sarà presente ad IBC 2008, che si terrà dall'11 al 16 settembre ad Amsterdam.

Nello stand dell'EBU Village (10.D21) sarà possibile assistere ad una serie di dimostrazioni, aperte a tutti i visitatori, della SHV (Super Hi-Vision).

SHV è il sistema televisivo inizialmente sviluppato dalla NHK, l'ente radiotelevisivo pubblico giapponese. Ora è una delle attività promosse nell'ambito del gruppo BTF (Broadcast Technology Futures): una alleanza dei centri di ricerca degli enti radiotelevisivi, fra i quali quelli di NHK, BBC e Rai che collaborano alla dimostrazione, in seno all'EBU (European Broadcast Union).

SHV unisce immagini costituite da 7680 x 4320 pixel ("sedici volte" quelle offerte oggi dalla HDTV) con un audio immersivo costituito da 22.2 canali.

Le dimostrazioni comprenderanno riprese registrate, effettuate in Giappone, e immagini dal vivo provenienti da una telecamera situata nel Centro di Londra e che perverranno ad Amsterdam per mezzo di una fibra a banda ultra larga, fornita da Cable&Wireless.

Altri contenuti perverranno, per mezzo di un collegamento satellitare fornito da Eutelsat, da un server localizzato a Torino, presso il Centro Ricerche della Rai,

Le immagini saranno proiettate, nel teatro della NHK, utilizzando un proiettore da 8k x 4k pixel e nell'EBU Village, che ospita la ricezione satellitare, dopo essere state convertite in un formato ridotto, "solo" quattro volte quello della HDTV, adatto a display LCD da 3840 x 2160 pixel.

Per questa prima dimostrazione pubblica di SHV trasmessa via satellite è utilizzata la tecnologia di seconda generazione DVB-S2, sviluppata nel 2003 dal gruppo DVB guidato dalla Rai.

Il bit-rate associato al segnale SHV, nel formato utilizzato per la dimostrazione, è pari a 24 Gbit/s: nel caso della diffusione via satellite è compresso utilizzando la tecnologia MPEG-4 AVC a circa 140 Mbit/s, organizzato in due flussi MPEG da 70 Mbit/s, per ovviare all'attuale mancanza di modulatori con capacità superiore, e trasmesso a mezzo di due transponder da 36 MHz.

Il futuro della Ultra High Definition TV sarà oggetto di una sessione delle Conferenza IBC, alle 14 di lunedi 15 settembre: fra i partecipanti, il Direttore del Centro Ricerche Rai, Dr. Alberto Morello.

Per saperne di più

Super Hi-Vision
— research on a future ultra-HDTV system

M. Sugawara: “*Super Hi-Vision - research on a future ultra-HDTV system”,*
EBU Tech. Review - 2008 Q2
(www.ebu.ch)

SUPER FUTURE

A. Morello: *“Super Future: DVB-S2 Enables 140 Mps Super Hi-Vision By Satellite at IBC 2008”*,
DVB Scene, No. 27, August 2008
(www.dvb.org)

Il sistema DVB-S2
di seconda generazione per la
trasmissione via satellite e Unicast

A. Morello, V. Mignone:
“*Il sistema DVB-S2 di seconda generazione per la trasmissione via satellite e Unicast*”,
Elettronica e Telecomunicazioni,
dicembre 2003.

OLOFONIA
Sperimentazioni con microfono Holophone H2-PRO

dott. Leonardo **Scopece**
Rai
Centro Ricerche e
InnovazioneTecnologica
Torino

1. Introduzione

L'articolo precedentemente pubblicato [1] illustrava le tecniche di ripresa stereofonica ed approfondiva in particolare la tecnica olofonica, oggetto di una serie di sperimentazioni avviate dal Centro Ricerche e Innovazione Tecnologica della Rai. In tale articolo si riportavano prime valutazioni basate su due riprese, una relativa ad un concerto di musica classica presso l'Auditorium Rai di Torino e la seconda in occasione di una partita di calcio allo Stadio Olimpico di Torino. In base ai risultati ottenuti si riteneva interessante proseguire la serie di sperimentazioni per approfondire la tecnica e valutare i risultati ottenibili in una ampia gamma di condizioni di ripresa e di tipologia di prodotti.

L'esigenza di produrre una traccia sonora multicanale, in modo efficace ed economico, è particolarmente importante con l'avvento della programmazione HTDV, per completare l'effetto di coinvolgimento dello spettatore, ottenuto grazie all'alta definizione dell'immagine visualizzata su grande schermo.

Sommario
Da gennaio a luglio 2008 si sono effettuate sperimentazioni con il microfono Holophone H2-Pro, allo scopo di poter verificare la sua duttilità in varie condizioni ambientali e la bontà dei risultati ottenuti.

L'individuazione di una ampia tipologia di eventi e condizioni di ripresa ha comportato il trasferimento in varie località italiane. Queste esperienze hanno pertanto contribuito non solo all'arrichimento tecnico, ma culturale in senso lato, di chi vi ha partecipato.

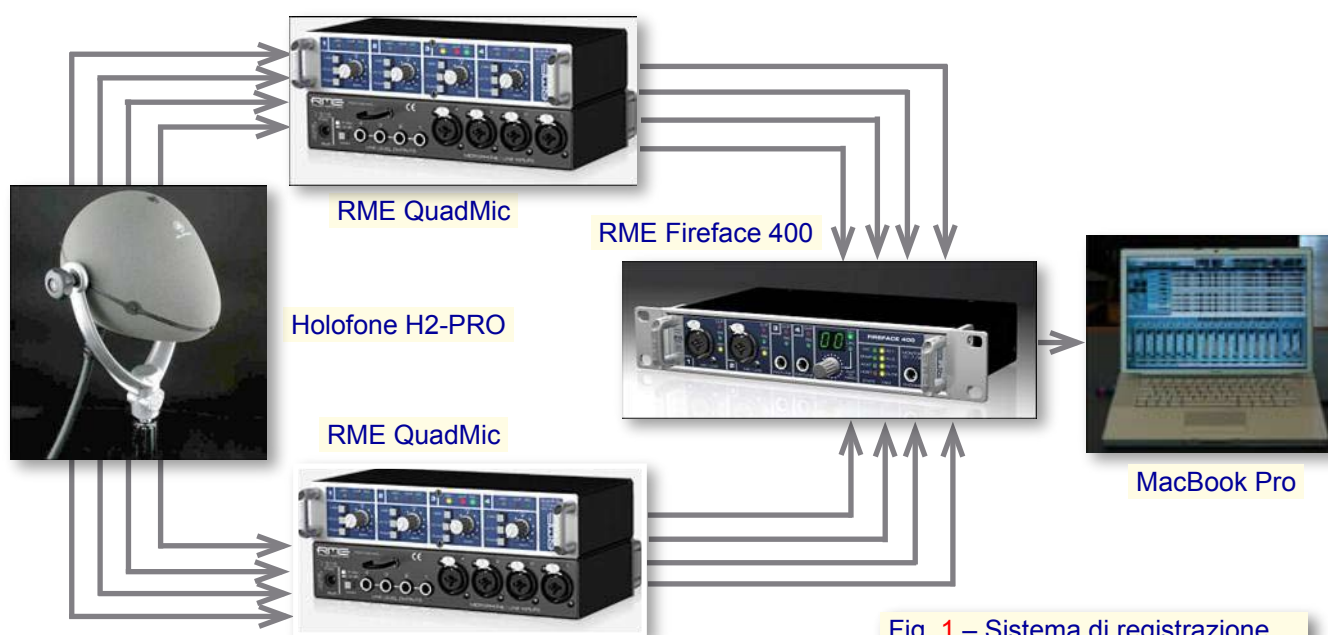



Fig. 1 – Sistema di registrazione.

In questo articolo sono illustrate dieci riprese che hanno consentito di realizzare prodotti, costituiti da immagini in alta definizione e audio multicanale, destinati esclusivamente alla sperimentazione e valutazione tecnica.

Gli scopi principali della sperimentazione sono:

- Verifica della bontà microfonica.
- Verifica del miglior posizionamento del microfono nelle varie situazioni ambientali sperimentate.
- Realizzazione di un insieme di esempi di video streaming corredato da audio multicanale 5.1 da rendere disponibile sul sito www.qualitatecnica.rai.it in modo da dimostrare la fattibilità di un servizio di distribuzione di audio multicanale agli utenti.
- Realizzazione di un DVD BD, disco ottico blu-ray, in alta definizione e con audio in surround, ad illustrazione dei risultati delle sperimentazioni.

Prima di considerare in dettaglio le sperimentazioni effettuate, si vuole riferire sul sistema di registrazione che si è realizzato associato all'Holophone (figura 1).

Si ricorda che l'Holophone H2-Pro (figura 2) è un microfono professionale fornito di 8 capsule, sette delle quali localizzate sulla periferia del supporto, "testa", e una all'interno per la cattura delle basse frequenze. Si possono ottenere risultati surround in 5.1, 6.1 e 7.1 canali.

Il sistema consiste in due preamplificatori microfonici da 4 ingressi che ricevono gli 8 segnali dell'Holophone; da qui le uscite vanno ad un

Fig. 2 – Microfono Holophone H2 PRO.

convertitore A/D la cui uscita, via firewire, è collegata ad un Macintosh portatile e si registra con il software Nuendo.

Per contenere il tutto è stata realizzata una “valigetta” (figura 3) facile da trasportare e da collegare al microfono con un cavo multipolare da 40 metri di lunghezza.

2. Sperimentazioni

A seguito dell’esperienza acquisita nel corso delle riprese effettuate a Torino nel 2007, quest’anno sono state organizzate una serie di riprese in varie condizioni ambientali e con varie tipologie di eventi, al fine di identificare il miglior utilizzo del microfono Holophone H2-Pro a seconda delle condizioni.

Fig. 3 – “Sistema leggero” con apparecchiature del sistema di ripresa e registrazione, contenuto nella valigia di dimensioni maggiori, mentre quella di dimensioni minori è utilizzata per alimentazione.

2.1 Cabaret a teatro

La prima sperimentazione è avvenuta il 28 gennaio al “Teatro della Cooperativa” a Milano. E’ consistita nella ripresa di uno spettacolo di cabaret, dove gli attori erano “microfonati” (figura 4).

Ciò ha portato inevitabilmente a riprendere direttamente dalle casse acustiche presenti in teatro e quindi ad ottenere praticamente 8 canali pressoché monofonici.

Parte dei risultati delle sperimentazioni sono destinati alla pubblicazione nella sezione Laboratorio - Prove Tecniche del sito “La qualità tecnica”, iniziativa della Direzione Strategie Tecnologiche della Rai.

In questo caso è stata dimostrata la fattibilità della codifica e distribuzione per streaming video e audio multicanale (si è scelta la codifica tramite WME, Windows Media Encoder). Il segnale 5.1, 48 kHz, 16 bit, a 440 kbps è fruibile con un PC corredato da una interfaccia per audio surround di basso costo (nel corso delle prove Creative - Sound Blaster) collegata a 6 cassette acustiche adatte ad una postazione PC.

Malgrado le limitazioni dovute alle condizioni di ripresa, è stato possibile ottenere un risultato sorprendentemente buono, riprodotto dalla postazione basata su PC, sia come pulizia sonora che come distribuzione sui canali surround.

Tale risultato è stato ottenuto operando in modo opportuno nella fase di post-produzione.

2.2 Concerto sinfonico in Auditorium

La successiva sperimentazione ha avuto luogo in occasione delle prove generali della Sinfonia n. 6 in la minore di Mahler, diretta dal direttore Marc Albrecht (Auditorium Rai di Torino, 21 febbraio).

Anche in questo caso le condizioni di ripresa non erano perfette: non si è potuto posizionare il microfono all’altezza reputata ottimale, ossia a circa un paio di metri sopra la testa del direttore d’orchestra e rivolto verso il centro del palcoscenico. Il microfono è stato posizionato su uno stativo all’altezza del direttore, alle sue spalle (figura 5).

Il risultato è complessivamente buono: la pulizia timbrica degli strumenti vicini è molto veritiera,

Fig. 4 – Milano: Teatro della Cooperativa.

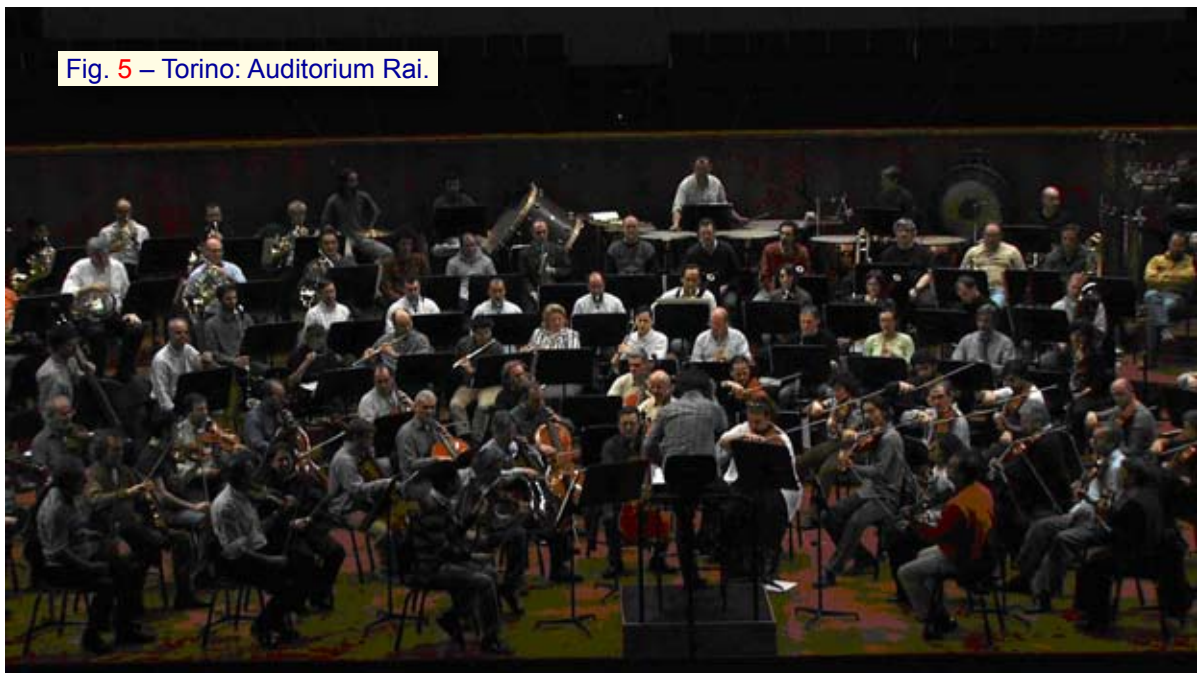



Fig. 5 – Torino: Auditorium Rai.

ma gli strumenti lontani, mascherati anche dalla testa del direttore, erano leggermente "fuori fuoco". Per ovviare a tale inconveniente, in condizioni "non sperimentali", sarebbe probabilmente bastato posizionare altri 2 o 3 microfoni di supporto a copertura delle ultime file di musicisti.

In definitiva si è ottenuto un prodotto surround molto soddisfacente, considerando l'obiettivo di ottenere un buon risultato senza che ciò implichi un intenso impegno nella ricerca di posizionamenti microfonici e nella lavorazione in post-produzione.

Tornando al risultato della ripresa, questa è "avvolgente", e uno degli obiettivi era verificare proprio la presenza di tale effetto.

E' stato realizzato anche un DVD per consentire il confronto di tre varianti nella codifica ac3:

1. in 5.1, dal microfono olofonico distribuendo il "Top" sulle 6 tracce surround, e il "Center Surround" ridotto di 3 dB e distribuito sul "Left Surround" e "Right Surround";
2. in 5.1, dal microfono olofonico ma considerando le 6 tracce classiche, quindi escludendo sia il "Top" che il "Center Surround";
3. in stereo registrato dai colleghi della Radiofonia in Regia Musicale.

Chi ha effettuato una valutazione soggettiva di questi risultati ha riscontrato che il punto 3. è certamente il più presente timbricamente e "piatto"; il punto 2. è il più realistico e l'1. dà un risultato molto reale ma più "avvolgente", più "caldo", più "pieno" di quello ottenuto al punto 2.

2.3 Partita di calcio

La terza sperimentazione è stata effettuata allo Stadio Meazza di Milano durante la partita di calcio Inter-Liverpool l'11 marzo.

La postazione audio era in tribuna stampa e il microfono era collegato tramite 25 m di multicavo audio, essendo stato fissato tramite uno stativo alla balaustra posta a tale distanza. Rispetto alla ripresa effettuata qualche mese prima allo Stadio Olimpico di Torino, la cui esperienza è stata riportata nell'articolo pubblicato ad agosto scorso, si è avuto il vantaggio di poter posizionare il microfono al centro dello stadio dal lato lungo del campo (figura 6).

Gli effetti sono stati "pieni", e la loro direzionalità riconoscibile. In post-produzione il "Top" lo si è distribuito agli altri 6 canali surround, il "Center" è stato diminuito di 3 dB per aumentare la spazialità frontale ed è stato diminuito anche il "Center Surr" di 3 dB sommandolo ai canali "Left Surround" e "Right Surround".

Fig. 6 – Stadio Meazza: Inter-Liverpool.

2.4 Spettacolo teatrale in studio televisivo

Il giorno successivo, il 12 marzo, si è effettuata una sperimentazione presso il Centro di Produzione Rai di Milano, Sala B.

I soggetti della ripresa erano Flavio Oreglio e un gruppo di attori e musicisti che collaboravano con lui. Qui si è potuto posizionare opportunamente il microfono e si sono registrati 6 sketch. Uno degli sketch ha portato 3 soggetti a sedersi da un lato di un tavolo presente in sala e Oreglio dall'altro (figura 7). Il microfono è stato posizionato in "testa" al tavolo con le capsule di sinistra verso i tre, e quelle di destra verso Oreglio. E' stato interessante notare come la direzionalità fosse ben rispettata e la voce del primo attore a sinistra, rientrando anche nella capsula "Left Surround", desse un contributo "posteriore" gradevole.

Anche la ripresa di una canzone ha dato buoni risultati (figura 8). Si è potuto posizionare il microfono olofonico praticamente di fianco al microfono che il tecnico della sala aveva sistemato per Oreglio. Il riconoscimento della posizione degli strumenti e dei cantanti è stato chiaro; solo la fisarmonica era un po' "mascherata" dalla percussione perché era dietro la percussione stessa. Lo spazio disponibile non ha consentito ai musicisti di "allargarsi" e di posizionare la fisarmonica in modo da non essere nascosta da altri strumenti. Se si fosse alzato l'Holophone, che è stato posizionato all'altezza della bocca di Oreglio, probabilmente si sarebbe potuta riprendere meglio la fisarmonica, ma per contro la voce sarebbe stata leggermente sfocata.

Fig. 7 – Centro di Produzione Milano: La bocciofila Voltaire.

Fig. 8 – Centro di Produzione Milano: Canzone.

2.5 Spettacolo in teatro

Quinta sperimentazione: “La Licenza”, al Salone CRT di Milano, il 12 maggio.

E’ consistita nella ripresa di una rappresentazione teatrale con 2 attori che si muovevano su un palco tutto di legno, quindi riverberante, in un locale con un soffitto abbastanza basso, alto circa 4 metri. Il microfono è stato posizionato ad uno dei tubolari che supportavano le lampade, a metà della scena ma non centrale. Anche in questo caso il microfono è stato collegato tramite un multicoppia alla postazione di registrazione.

Si è voluto effettuare la ripresa in modo tale che l’ascolto simulasse la posizione dell’osservatore come se fosse “dentro” la scena, quindi con movimenti e rumori che si espletassero tutt’intorno (figura 9). Per ottenere questo si è fatto un grosso lavoro di post-produzione, prima pan-pottando i segnali in modo da ricostruire la posizione centrale per il microfono, poi trovando i giusti equilibri di livello per mettere in evidenza i “giochi” di corse, rumori e andirivieni degli attori. Con l’ausilio di uno strumento che “monitorava” i livelli dei vari segnali si è riusciti a ricostruire abbastanza fedelmente la “scena sonora” reale (figura 10).

Il risultato dà l’idea di “full immersion” sonora: sembra di essere al centro del palcoscenico e di sentire gli attori e gli effetti che si muovono intorno a te, anche se non guardi l’immagine video.

Fig. 9 – Milano: Salone CRT.

Fig. 10 – Monitoria segnali surround.

Fig. 11 – Centro di Produzione di Torino: Melevisione.

2.6 Recitazione in studio televisivo

Ripresa durante una puntata di “Melevisione”, in uno Studio televisivo al Centro di Produzione Rai di Torino, il 30 aprile (figura 11).

Qui, come si era ipotizzato, la ripresa non è stata soddisfacente per i troppi rumori ambientali: aria condizionata, motorizzati delle luci, e il microfono, a causa della notevole distanza dagli attori, necessaria ai fini di non “impallare” le telecamere, ha restituito voci sfocate.

2.7 Concerto in chiostro

La settima sperimentazione è stata effettuata l’11 giugno 2008 presso l’Università di Roma “La Sapienza”, Dipartimento di Ingegneria, a conclusione dell’VIII Workshop “Tecnologie per la Musica” (Audio Digitale e Musica Elettronica).

E’ stato registrato il concerto nel Chiostro di San Pietro in Vincoli dal titolo “Altro Mare” utilizzando diverse tecniche microfoniche: più microfoni del Gruppo Tematico per la Cinematografia Sonora dell’Audio Engineering Society, Sez. Italia, microfono Ambisonic da parte dell’Università di

Fig. 12 – Roma: Chiostro di San Pietro in Vincoli.

Ingegneria di Parma e Holophone H2-Pro da parte del Centro Ricerche Rai.

L'Holophone è stato posizionato leggermente distante dall'orchestra per non infastidire il pubblico presente (figura 12).

Il risultato è stato discreto, tenuto conto della distanza microfono-orchestra. Era presente anche un rientro dell'ambiente circostante il Chiostro (transito e rumori di auto e moto), percepibile soprattutto nei momenti di "piano" sonoro orchestrali; il fronte sonoro riprodotto non ha dato un risultato ampio, che si sarebbe potuto ottenere, a mio giudizio, con una disposizione dei musicisti meno centrale, con un fronte ampio e arcuato.

I materiali ottenuti con le varie tecniche utilizzate, saranno messi a confronto, probabilmente presso Radio Vaticana, verso la fine di settembre. Sarà interessante osservare questi risultati per poter capire quale tecnica riesce a restituire la miglior "pulizia" timbrica e la migliore spazialità dell'evento. Chi ha ascoltato il risultato della ripresa olofonica ha comunque affermato che è molto reale e "pulita".

2.8 Concerto in teatro storico

La successiva sperimentazione si è tenuta il 21 giugno, presso il Teatro Farnese al Palazzo della Pilotta di Parma, in occasione di un concerto con musiche di Claudio Monteverdi (figura 13), a cura della Soprintendenza per i Beni Storici, Artistici e Etnoantropologici di Parma e Piacenza.

L'ambiente è costruito interamente in legno e quindi molto riverberante, e la distanza tra il palco e la postazione di registrazione era intorno ai 30 metri.

Il problema della distanza palcoscenico-postazione è stato risolto semplicemente con un cavo multipolare da 40 m steso nel corridoio centrale tra le due ali di pubblico.

Invece, a causa dell'ambiente riverberante si è dovuto provare durante le prove generali per compiere alcuni aggiustamenti sugli equilibri energetici sonori. In particolare, si è cercato il livello opportuno sulla voce di una delle cantanti

Fig. 13 – Parma: Teatro Farnese.

soliste molto "potente"; l'altro aggiustamento ha riguardato i segnali posteriori che, con livello delle capsule posteriori uguale a quello delle capsule frontali, davano un risultato incongruente, cioè il fronte posteriore era più alto del fronte anteriore. E' stato necessario attenuare il "Left Surr", il "Right Surr" e il "Center Surr" di circa 8 dB.

Il risultato così ottenuto è brillante, piacevole, "spaziato", con i contributi sia vocali che musicali ben presenti.

A riprova della versatilità del sistema di ripresa-editing, è stata prodotta una clip di dieci minuti da presentare il giorno successivo in anteprima, a Ravello, dove si è riscontrato apprezzamento sul risultato ottenuto, anche da parte di personalità del settore scientifico.

2.9 Saggi con sax

La demo è stata presentata a Ravello il 23 giugno, in occasione del Convegno "Il Nuovo nella Musica – Qualità Tecnica e Piattaforme Innovative" organizzato dalla Direzione Rai Strategie Tecnologiche – Qualità Tecnica.

In tale sede si è organizzata anche la nona sperimentazione. A conclusione del Convegno sono stati ripresi brani suonati dai Maestri Carla Marciano, Alessandro La Corte e Eugenio Colombo.

Fig. 15 – Ravello: Seconda esibizione.

Fig. 14 – Ravello: Prima esibizione.

Il locale dove si è svolto il Convegno e le riprese audio/video è una Chiesa sconsacrata con un riverbero abbastanza accentuato, quindi si sono diminuiti i livelli delle capsule posteriori per non avere un audio sbilanciato all'indietro e irreale.

Si è posto il microfono al centro del "palco" e, nella prima esibizione, Alessandro La Corte alla tastiera e Carla Marciano al sassofono erano posti agli estremi della stanza (figura 14), di fronte al microfono. La tastiera era amplificata e il suono è stato ripreso dall'altoparlante associato, mentre il sassofono era al "naturale" .

Per la seconda sperimentazione il "virtuoso" del sax Eugenio Colombo (figura 15) ha deliziato la platea realizzando, prima di un breve brano musicale, effetti impensabili per tale strumento. Il musicista si è spostato da destra a sinistra durante la sua esibizione per mettere in evidenza il fenomeno della localizzazione.

Il risultato, anche in ambiente come descritto in precedenza, è stato molto soddisfacente dando il senso della realtà. Inoltre, dal punto di vista timbrico, gli strumenti sono stati riprodotti molto fedelmente.

2.10 Spettacolo in sito archeologico

L'ultima sperimentazione di questa serie è coincisa con la prima nazionale di "Canti e Suoni dell'Orestiade", una sintesi e riscrittura teatrale della trilogia, l'unica completa di tutto il teatro greco, "Agamennone", "Coefore", "Eumenidi".

Lo spettacolo, concepito appositamente per Paestum, è stato proposto il 3 luglio, con replica il 6, nell'Area Archeologica, al Tempio di Nettuno dall'Istituto Nazionale del Dramma Antico (I.N.D.A.).

La sperimentazione di ripresa ha riguardato la rappresentazione del 3 luglio, poiché il 6 luglio l'Area Archeologica è stata interessata da altri due eventi interferenti, dal punto di vista sonoro, con quello in oggetto.

La tragedia è interessante, dal punto di vista della nostra sperimentazione, perché si articola in recitazione, canto e musica. Infatti, oltre che avvalersi di un cast di eccellenti attori, sia la recitazione che il canto erano accompagnati da un'ottima orchestra.

Il microfono è stato posto davanti al palcoscenico, al centro (figura 16). Gli attori erano "microfonati", quindi si sono riprese le loro voci da una coppia di altoparlanti ottimamente bilanciati come livello dal tecnico audio dell'I.N.D.A.. I musicisti, invece, piazzati a sinistra sul palco, suonavano senza amplificazione.

Fig. 16 – Paestum: Tempio di Nettuno.

La platea faceva quasi da chiusura al proscenio e si notava un riverbero che alcune volte era accentuato, costringendo, quindi, a diminuire in postazione di 6 dB il "Left" e il "Right Surr", e di 9 dB il "Top" e il "Center Surr".

Durante la ripresa, inoltre, si è notato il canto delle cicale alle spalle del microfono, che rendeva il tutto spettacolarmente reale.

Un altro aspetto che si è notato, in riascolto, è come i fenomeni della diffrazione e della riflessione del corpo siano evidenti con la presenza del solo microfono olofonico in campo. Ossia, quando suona l'orchestra, si nota benissimo che quando questa emette frequenze alte, queste vengono percepite perfettamente da sinistra, dove è posta appunto l'orchestra; in presenza di frequenze basse, si è avvolti letteralmente da queste!

Il risultato della ripresa è stato molto soddisfacente, anche perché l'ambiente non era molto ampio, così come l'Anfiteatro di Siracusa, sede naturale di queste rappresentazioni e dove, probabilmente sarebbe interessante effettuare una sperimentazione, provando a "rinforzare" il suono aggiungendo altri microfoni, o utilizzando una coppia di microfoni olofonici.

3. Conclusioni

Gli obiettivi principali di questa serie di sperimentazioni con il microfono Holophone H2-Pro sono stati raggiunti, con risultati soddisfacenti rispetto alle aspettative.

La qualità timbrica in molti casi è stata verificata appieno, negli altri casi si sono identificate le cause delle limitazioni: la distanza microfono-sorgente, l'acustica ambientale, la non possibilità di posizionare il microfono nel punto ritenuto ottimale.

Si è verificata la fattibilità di postproduzione, partendo dai risultati delle riprese, per realizzare segnali surround codificati WME, con un bit-rate pari a 440 kbit/s. Il prodotto multicanale fruibile dall'ascoltatore, dotato di PC e sistema di riproduzione (scheda audio e cassette acustiche) a basso costo, si può ritenere buono dal punto di vista sonoro.

Infine si è realizzato, per la prima volta in Rai, un prodotto su BD, disco ottico blu-ray, in alta definizione video e surround audio, utilizzando le riprese effettuate con l'Holophone e telecamera Sony XDCAM HD.

Le sperimentazioni proseguiranno mentre continuerà la valutazione dei risultati fino ad ora raccolti. Un contributo interessante proverrà dalle prove soggettive delle riprese effettuate nel corso della settima sperimentazione di questa serie (Concerto in chiostro) a cura de "La Sapienza" di Roma per confrontare le diverse tecniche di ripresa applicate nell'occasione.

Si ritiene che i risultati acquisiti potranno essere un valido contributo nella valutazione a livello aziendale delle tecniche utilizzabili per la distribuzione di audio multicanale attraverso i diversi media.

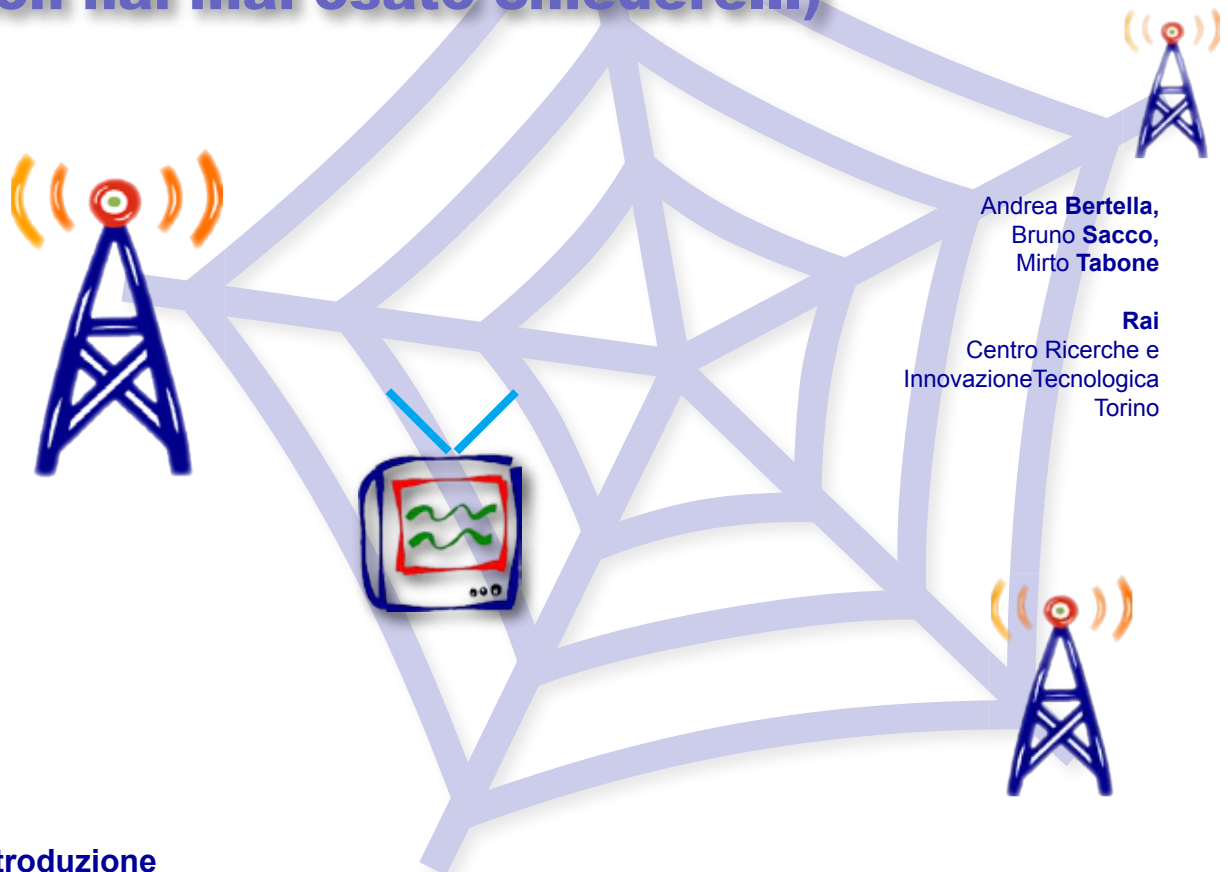
Ringraziamenti

Si ringrazia per la gentile e competente collaborazione i colleghi Rai del Centro Ricerche: Daniele Airola, Paola Sunna, Sabino Mantovano e Salvatore Cangialosi per il supporto prestato nella codifica dei segnali audio con WME, ed Enrico Cavallini per aver curato e collaborato per gli impianti in fase di ripresa/registrazione e per la realizzazione del "sistema leggero" di registrazione audio; del Centro di Produzione Rai di Torino: Sergio Zenatti e Giovanni Maria Corazza per le riprese video; della Direzione Rai Strategie Tecnologiche - Qualità Tecnica: Giovanni Maria Dettori e Luigi Ciorciolini per l'organizzazione in occasione degli eventi ripresi.

Bibliografia

1. L. Scopece: "Olofonia: una ripresa sonora di tutto ciò che ci circonda", Elettronica e Telecomunicazioni, n. 2 agosto 2007

Reti SFN DVB-T: Q&A

(tutto quello che avresti voluto sapere sui trasmettitori SFN e non hai mai osato chiedere...)

Andrea **Bertella,**
Bruno **Sacco,**
Mirto **Tabone**

Rai
Centro Ricerche e
InnovazioneTecnologica
Torino

1. Introduzione

Per coprire efficacemente un vasto territorio non è sufficiente di solito un solo trasmettitore. Ma un ricevitore può "non gradire" l'arrivo contemporaneo dei segnali trasmessi da due (o più) trasmettitori. In generale per un ricevitore il segnale "utile" è il più robusto; gli altri sono interferenti. Una soluzione è pianificare frequenze diverse per trasmettitori limitrofi.

In tecnica digitale, grazie all'OFDM, è possibile, in certa misura, rendere "costruttiva" l'interferenza e permettere l'allestimento di reti di trasmettitori isofrequenziali. Con ovvi vantaggi e qualche svantaggio.

Sommario
Nelle pagine che seguono abbiamo raccolto alcune "domande frequenti" che si pongono nel progettare, mantenere, controllare una rete SFN DVB-T (i medesimi concetti si applicano comunque anche ad altre reti SFN). Abbiamo aggiunto qualche domanda "di base" e abbiamo quindi cercato di dare delle risposte che siano semplici e chiare, ma fondate su solide basi di anni di esperienza "hands-on", come dicono gli inglesi. Il linguaggio è stato mantenuto volutamente informale, per permettere una lettura facile e.. simpatica.

2. “Che cosa è una rete SFN?”

Il tipo più semplice, e più familiare, di rete diffusiva DVB-T è quello in cui i ciascun trasmettitore opera su una frequenza diversa da quelli limitrofi. Si parla dunque di rete **MFN**.

Difetto: bassa efficienza sull’utilizzo delle frequenze in sede di pianificazione.

Pregio: gestione semplice della rete.

Con la modulazione OFDM[Nota 1] si è aperta una nuova possibilità: dato che il ricevitore tollera echi il cui ritardo è inferiore ad un parametro di modulazione[Nota 2], T_g, è possibile ricevere due o più segnali identici trasmessi da altrettanti trasmettitori, a patto che le distanze in gioco siano tali da rispettare il vincolo di cui sopra sui ritardi.

In altre parole, le seguenti due situazioni:

- un solo trasmettitore, ambiente propagativo ricco di echi;
- un insieme di trasmettitori[Nota 3],

sono virtualmente la stessa cosa, e il ricevitore è in grado, entro il vincolo citato e a prezzo di un certo degradamento del margine di C/N, di ricevere correttamente.

Si profila quindi una nuova applicazione, che per i sistemi di trasmissione radio e TV convenzionali non era ipotizzabile: far operare tutti i trasmettitori di una rete sulla medesima frequenza. Si parla quindi di rete **SFN**.

Nota 1 - Utilizzata nei sistemi broadcasting DAB, DVB-T, DRM e in prospettiva nel DVB-T2

Nota 2 - T_g (anche indicato con τ_g) è la durata dell’intervallo di guardia del simbolo della modulazione OFDM

Nota 3 - Oltre ad eventuali echi “naturali”

Acronimi e sigle	
DAB	*Digital Audio Broadcasting (www.worlddab.org)*
DRM	*Digital Radio Mondiale - (www.drm.org)*
DVB	*Digital Video Broadcasting (www.dvb.org)*
-T	*-Terrestrial*
-T2	*-New Terrestrial*
GPS	*Global Positioning System (www.gps.gov)*
MIP	*Megaframe Initialization Packet*
MFN	*Multi Frequency Network*
MPEG	*Motion Picture Expert Group (www.chiariglione.org/mpeg)*
-TS	*-Transport Stream*
OFDM	*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
PCR	*Program Clock Reference*
QAM	*Quadrature Amplitude Modulation*
RF	*Radio Frequency*
SFN	*Single Frequency Network*
STS	*Synchronisation_time_stamp*

3. “Se porto sulla stessa frequenza tutti i trasmettitori DVB-T della mia rete MFN esistente, ottengo una rete SFN?”

No.

Come accennato sopra, i **segnali** trasmessi devono essere **identici**.

Identici significa:

A. stessa frequenza RF.

B. stessi bit mappati dai modulatori nello stesso simbolo OFDM;

C. stesso simbolo OFDM trasmesso contemporaneamente;

Mentre la condizione A è abbastanza semplice da ottenere, le condizioni B e C no. Con i trasmettitori DVB-T “MFN” c’è una difficoltà: anche se distribuisco il medesimo transport stream ai trasmettitori, all’ingresso di ciascuno di essi è presente un blocco, il Rate Adapter, che bufferizza il flusso e aggiunge null packets per arrivare al bit rate richiesto dalla modulazione. Questo processo non è deterministico: un trasmettitore può inserire un null packet in un certo istante, un altro trasmettitore potrebbe farlo in un altro istante, seguendo criteri statistici. Il risultato è che i bit mappati sul simbolo OFDM corrente sono diversi per ciascun trasmettitore.

4. “Che cosa ha dunque di particolare un trasmettitore SFN?”

Per il problema appena citato si è dovuto “specializzare” il trasmettitore, o meglio tutta la rete, all’utilizzo in SFN. Vediamo come.

La “pietra dello scandalo”, dunque è il Rate Adapter, cioè quel blocco che riceve il flusso ad un valore[Nota 4] di bit rate che gli è stato assegnato in sede di generazione (head end), arbitrario, approssimativo, e comunque inferiore a quello da trasmettere sul canale, e lo porta ad un valore ben preciso, determinato dalla capacità trasmissiva della modulazione scelta (e quindi in definitiva dai parametri di modulazione).

In una rete SFN, per quanto detto al punto precedente, non ci possono essere tanti Rate Adapters, ce ne deve essere uno solo. Quindi la scelta è stata di trasferire questa funzione a monte della distribuzione del segnale ai trasmettitori: in pratica nel “centro caporete”.

L’apparato che ne è nato si chiama “SFN adapter” ed esplica anche altre funzioni (vedere oltre).

Nota 4 - Al netto di null packets eventualmente già presenti in generazione

5. “Ma la rete di distribuzione riesce a garantire «stessi bit nello stesso istante» ?”

La rete in sé, no. Supponiamo che un pacchetto MPEG-TS parta dal centro di generazione, ad esempio da Roma, all’istante zero: esso arriverà al Tx1 dopo -diciamo- 80 ms e al Tx2 dopo -diciamo- 100 ms. Quindi ci sarebbe un disallineamento di 20 ms.

6. “Come funziona l’allineamento dei flussi”?”

Riferiamoci all’esempio precedente. Si impiega la seguente tecnica: all’ingresso del Tx1 si inserisce un ritardo di 20 ms, e all’ingresso del Tx2 si inserisce un ritardo di 0 ms. In questo modo i bit trasmessi sono allineati tra loro (a prezzo di un ritardo di 100 ms comune a tutti).

Ovviamente nella pratica i trasmettitori possono essere molti; ciascuno dovrà inserire un ritardo pari a quanto manca per allineare se stesso al trasmettitore “più lontano”.

Questo meccanismo viene automatizzato tramite un sistema di sincronizzazione piuttosto complesso.

Il primo passo concettuale è quello di disporre un **riferimento di tempo comune** tra ingresso della rete di distribuzione (sito caporete) e uscite della rete stessa (siti Tx). Si è adottato il riferimento di tempo del GPS (segnale 1 pps, un impulso al secondo e clock campione, 10 MHz). La prima implicazione è che ogni sito Tx, e il sito caporete, dovranno essere dotati di ricevitore GPS con le uscite di tempo campione.

Secondo passo concettuale: bisogna inserire all’ingresso della rete un “**marchio temporale**”, un “bollino” che possa essere riconosciuto ad ogni uscita della rete (sito Tx) osservando i dati che fluiscono. Il marchio temporale scelto è l’istante di inizio di una (sovra)struttura di trama, detta *Megaframe*. Un Megaframe contiene un numero intero, fisso, predefinito di pacchetti MPEG.

L'inizio del Megaframe potrebbe essere comodamente individuato da un pacchetto specifico di servizio da inserirsi a tale scopo a cura dell'SFN adapter. Tuttavia, visto che l'inserimento di un pacchetto in un transport stream già esistente richiede lo spostamento di altri pacchetti (e se questi sono Audio/Video è necessario l'aggiornamento dei time-stamps PCR), si è scelta una strada diversa: l'istante (pacchetto) di inizio del Megaframe viene individuato indicando dopo quanti pacchetti a partire da un certo evento viene a trovarsi tale pacchetto. L'evento è l'emissione del pacchetto MIP da parte del SFN adapter.

Riassumendo: l'SFN adapter inserisce[Nota 5] periodicamente[Nota 6] un pacchetto MIP all'interno del flusso. In un campo dedicato del MIP, di nome *Pointer*, viene indicata la distanza in pacchetti che separa il MIP stesso dal prossimo inizio del Megaframe. In questo modo un trasmettitore SFN può operare il procedimento inverso: estrarre il campo Pointer e utilizzarne il valore per contare i pacchetti che seguono fino ad arrivare ad individuare l'inizio della Megaframe.

Nota 5 - Tramite intarsio di un Null Packet

Nota 6 - In realtà l'emissione non è periodica, a causa della granularità costituita dalla struttura a pacchetti del Transport Stream MPEG

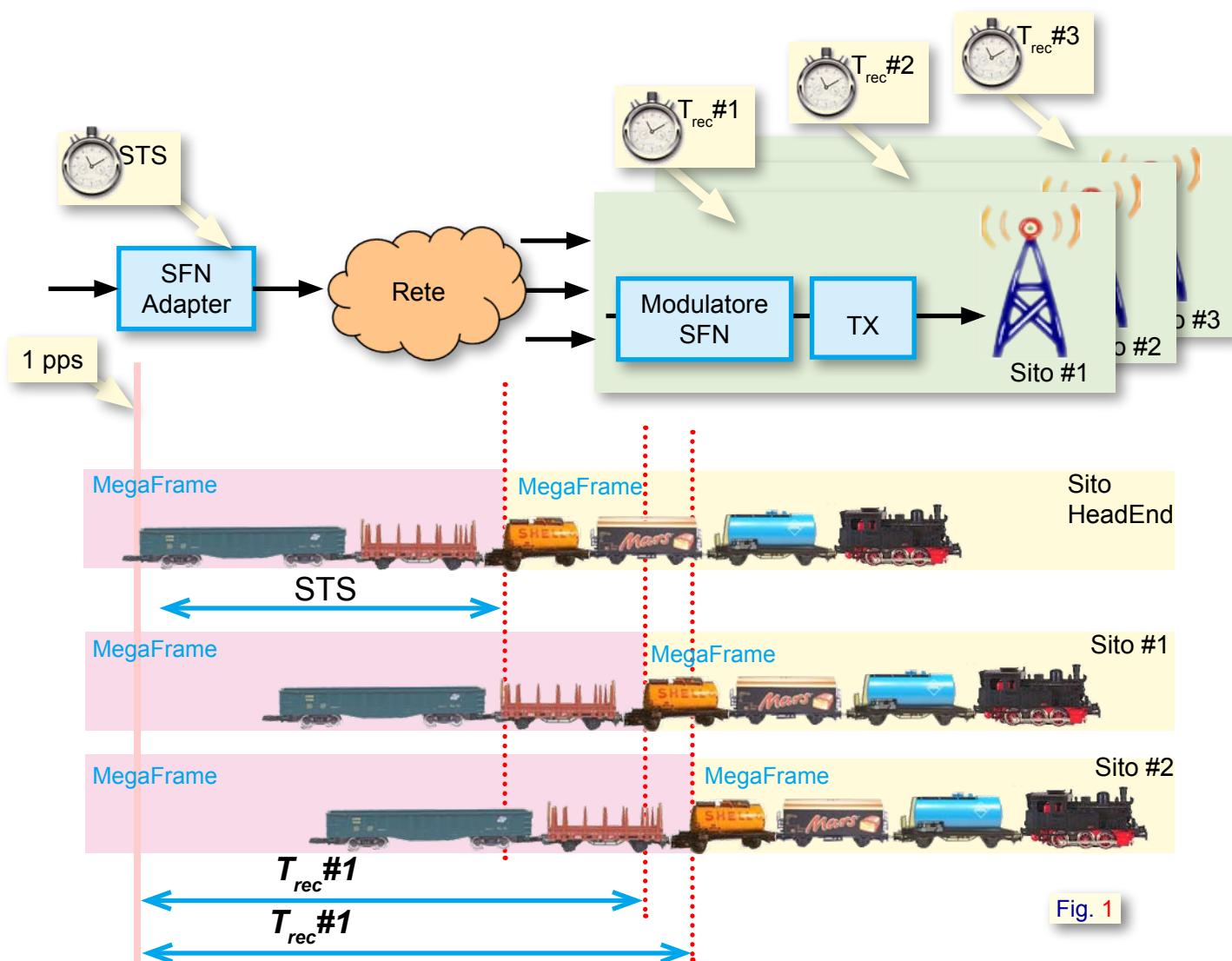



Fig. 1

Nel MIP sono stati definiti anche i seguenti campi (più altri che qui non ci interesseranno):

- **Synchronisation_time_stamp, STS**: Contiene l'intervallo di tempo, espresso in colpi di clock da 10 MHz, tra l'ultimo impulso del segnale 1 pps che precede l'inizio del Megaframe M+1 e -appunto- l'inizio (1° bit del 1° pacchetto) del MegaFrame M+1. Questo valore è una variabile ottenuta dalla lettura di un cronometro (contatore binario cloccato a 10 MHz) contenuto all'interno dell'SFN adapter.
- **Maximum_delay**: Contiene l'intervallo di tempo, espresso in colpi di clock da 10 MHz, che si intende realizzare tra l'SFN Adapter e l'antenna trasmittente. Il range ammissibile è 0..9999999 colpi di clock corrispondente a 0..1 sec. Questo valore è una costante, che viene decisa dal progettista della rete SFN e non viene poi cambiata.

Infine, bisogna stabilire una **procedura di allineamento**.

Vediamo come funziona il sistema di allineamento SFN del DVB-T.

Come accennato, nell'SFN adapter è presente un cronometro (contatore bloccato a 10 MHz) che definisce la distanza temporale STS tra l'impulso 1 pps e il successivo inizio del Megaframe (figura 1).

Un cronometro del tutto analogo viene previsto all'interno di ciascun modulatore SFN. Anche questo cronometro misura la distanza temporale ("T_{rec}") tra l'impulso 1 pps e il successivo inizio del Megaframe. Ma mentre l'impulso 1 pps, fornito da ciascun ricevitore GPS è allineato con gli omologhi 1 pps, l'inizio del Megaframe "visto" all'arrivo al modulatore risulterà ritardato rispetto a quello in partenza dall'SFN adapter. Il ritardo è quello di propagazione attraverso la rete di distribuzione, ed è ovviamente differente da sito a sito.

Il ritardo Trete viene calcolato dunque (figura 2) come $T_{rete} = T_{rec} - STS$.

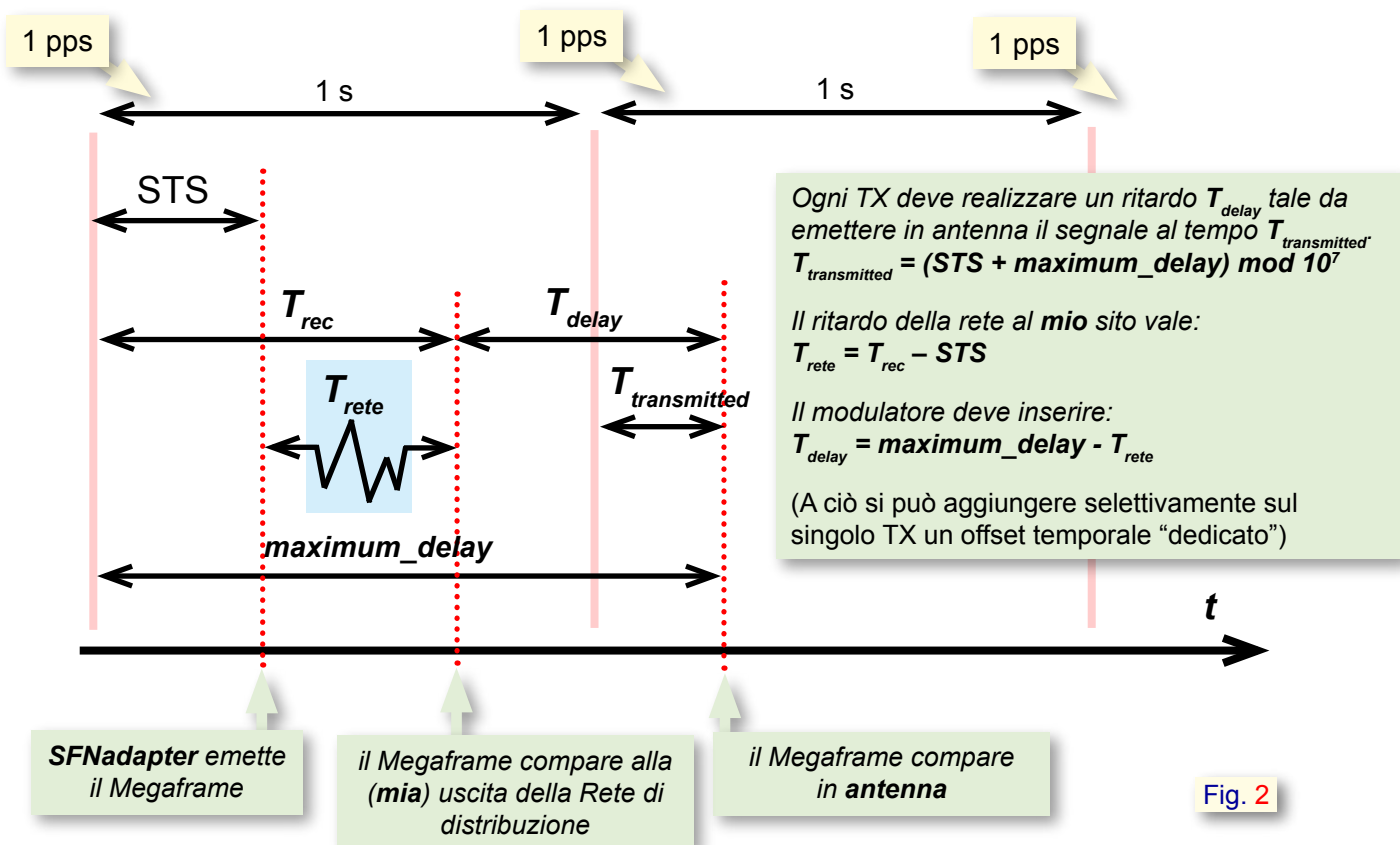



Fig. 2

Ricordiamo che STS è accessibile dal modulatore leggendo il relativo campo del MIP in arrivo.

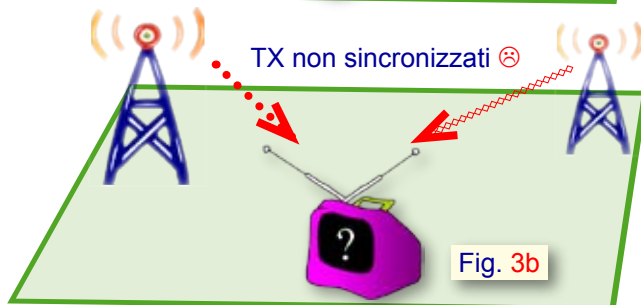
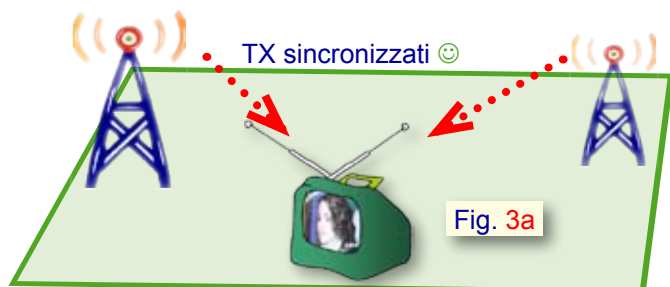
Il modulatore dovrà quindi programmare il suo buffer di memoria per realizzare un ritardo T_{delay} = maximum_delay – T_{rete} .

7. "Come funziona l'allineamento in frequenza?"

Non è un concetto particolarmente nuovo.

I trasmettitori vengono agganciati sulla medesima frequenza tramite i seguenti passi:

1. Il modulatore produce un segnale alla frequenza nominale tramite un oscillatore sintetizzato **agganciato** al riferimento 10 MHz del ricevitore GPS. Quindi tutti i modulatori generano segnali alla medesima frequenza.
2. Gli (eventuali[Nota 7]) oscillatori locali usati per gli (eventuali) convertitori di frequenza per portare il segnale al canale RF desiderato **devono** essere a loro volta agganciati al 10 MHz del GPS.

Come si comprende, i segnali trasmessi risulteranno alla stessa frequenza, agganciati al medesimo 10 MHz.

8. "Che cosa succede se i miei trasmettitori SFN non sono correttamente agganciati?"

Riferiamoci, per semplicità, al caso di due soli trasmettitori in rete SFN. In sintesi, possono verificarsi i due casi seguenti:

1. **CASO 1 (figura 3a)**. I due TX , in modalità SFN, sono **sincronizzati correttamente**. Un ricevitore che riceva entrambi i segnali contemporaneamente funzionerà correttamente (a patto di avere un C/N sufficiente, vedi oltre). In questo caso la disponibilità della ricezione è condizionata dall'avere un C/N superiore a quello richiesto per la modulazione in uso, più un extra di qualche dB, dovuto al multipath "artificiale". Ad esempio: 5÷6 dB in 64QAM 2/3.
2. **CASO 2 (figura 3b)**. I due TX , in modalità SFN, **non sono sincronizzati correttamente**. Un ricevitore che riceva entrambi i segnali contemporaneamente si troverà in una condizione in cui riceve un segnale utile (il più robusto) interferito –cocanale!- dal secondo. In questa situazione la disponibilità della ricezione è condizionata dall'avere un C/N superiore a quello richiesto per la modulazione in uso, ma il segnale interferente qui gioca in ruolo di N, insieme al rumore termico. In altre parole $C/N_{TOT}=C_1/(N+C_2)$.

   2.1 Esempio 1: se TX1 e TX2 sono ricevuti a pari livello (quindi $C_1 = C_2$) allora $C/N_{TOT} =C_1/(N+C_2)$ è minore di uno, quindi, in dB, C/N è negativo ⇨☹☹

   2.2 Esempio 2: se C_1 sovrasta C_2 di 10 dB (ad es. perché TX1 è più vicino) e N è trascurabile (cioè segnale robusto), allora $C/N=C_1/(N+C_2)$ è circa 10 dB. Ma un valore di C/N di 10 dB è pessimo ad esempio nel caso 64QAM 2/3 ⇨☹☹.

Nota 7 - Spesso il modulatore è integrato nel trasmettitore e opera direttamente alla frequenza del canale RF

Che cosa è successo? Siamo passati da un C/N ottimo (dicevamo: N trascurabile, segnale robusto) ad un C/N pessimo (C_2 gioca il ruolo del rumore) a causa della presenza di un TX (TX2) non sincronizzato ricevuto 10 dB sotto il principale. [esempio nell'esempio: 64QAM 2/3, C_1/N = 40 dB; C_2/N = 30 dB; entrambi i TX, ciascuno da solo, sarebbe ricevuto ottimamente. Notiamo che C_1/C_2 = 10 dB, cioè TX1 arriva 10 dB più forte di TX2. In queste condizioni però TX2 è in pratica un interferente cocanale 10 dB sotto, equivalente a un C/N_{TOT} = 10 dB (il rumore termico N è qui trascurabile rispetto a C_2), disastroso per il 64 QAM 2/3.]

9. "Come posso verificare se i miei trasmettitori SFN sono correttamente agganciati?"

Questo è un argomento piuttosto delicato, e decisamente cruciale.

Introduciamo il concetto di **Coerenza**. Sotto questa voce troviamo, su Wikipedia:

*"In ottica si chiama **coerenza** (o coerenza di fase) la proprietà di un'onda elettromagnetica di mantenere una certa relazione di fase con sé stessa durante la sua propagazione. Questo concetto è stato generalizzato a tutti i fenomeni ondulatori dall'acustica alla meccanica quantistica. Il fenomeno macroscopico più noto dovuto alla coerenza di fase è quello dell'**interferenza**. Infatti mentre fasci di luce coerenti (come quelli prodotti da un laser) possono produrre delle **frange di interferenza**, osservare fenomeni di interferenza con la luce prodotta da una lampada ad incandescenza, anche se resa monocromatica con un opportuno filtro, risulta estremamente difficile (…)."*

Applichiamo quanto sopra alla nostra rete SFN, con i seguenti distinguo:

- Invece che con *sé stessa*, la relazione di fase è definita con l'onda che nasce, identica, da un altro TX sincrono.
- L'"*interferenza*" di cui si parla, con il significato della meccanica ondulatoria, non è quella a cui siamo abituati a pensare noi: si tratta piuttosto di sovrapposizione di onde che dà come risultato "*frange di interferenza*", ovvero successione di massimi e minimi nel livello del segnale ricevuto, al variare un certo parametro. Ad esempio: un antennista conosce bene tale fenomeno, quando, in presenza del raggio diretto e del raggio riflesso dal suolo, opera la "stratificazione": alza o abbassa il palo con l'antenna e trova una successione di massimi e minimi del livello del segnale ricevuto.
- "*frange di interferenza*": cosa sono è stato detto al punto precedente; qui noi adotteremo un parametro di variazione ancora diverso: la frequenza. Frequenza per frequenza possiamo osservare a valle dell'antenna ricevente una successione di massimi e minimi nel livello del segnale ricevuto dovute alla sovrapposizione delle onde provenienti dai diversi TX. A certe frequenze risultano in fase e si sommano (massimi) ad altre in controfase e si sottraggono (minimi).

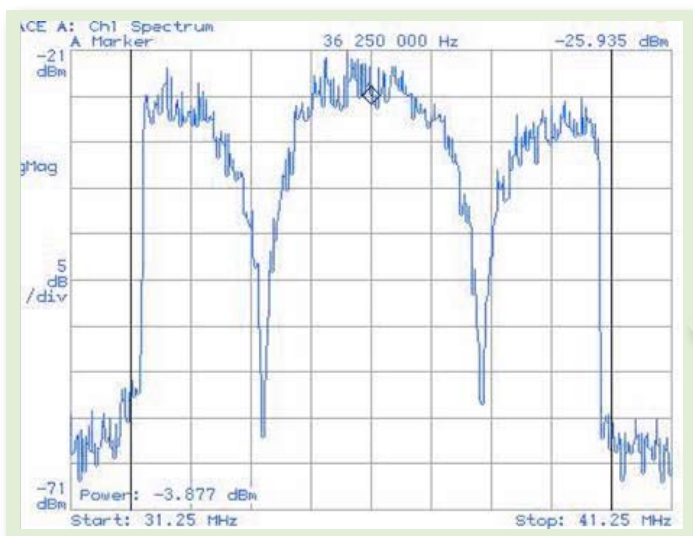



Fig. 4

Il **metodo di verifica** della sincronicità (o meglio: Coerenza) di due TX SFN che **utilizziamo al Centro Ricerche Rai** è basato appunto sul fenomeno dell'interferenza (in senso ondulatorio!), rilevata nel dominio della frequenza. All'interno della banda del canale si può rilevare con un analizzatore di spettro (figura 4) una serie di massimi e minimi (interferenza "in senso ondulatorio", appunto) nel livello del segnale[Nota 8].

L'ondulazione che ne risulta obbedisce alle seguenti proprietà:

1. La **profondità dei minimi** ("buchi" o, come dicono gli inglesi, "notches") è tanto maggiore quanto più i livelli dei due segnali che partecipano all'interferenza sono simili. Alcuni valori di riferimento esemplificativi in tabella:

Differenza livello segnali TX [dB]	Ondulazione		
	Massimi [dB]	Minimi [dB]	Totale, picco-picco [dB]
0	+6	- ∞	∞
1	+5.5	-19.3	24.8
3	+4.6	-10.7	15.3
10	+2.4	-3.3	5.7
20	+0.8	-0.9	1.7

   E' facile notare che per poter vedere agevolmente i buchi sull'analizzatore di spettro i due segnali devono avere livello simile (possibilmente entro 3 dB).

2. La **distanza dei buchi** (periodicità[Nota 9] in frequenza) Δf è pari all'inverso del ritardo temporale τ tra i due segnali (o ritardo differenziale): $\Delta f = 1/\tau$. Quindi: maggiore il ritardo, più fitti sono i buchi, e viceversa.

3. La **posizione del pettine di buchi** dipende dalla differenza di fase delle portanti dei due segnali.

Le conseguenze delle proprietà di cui sopra sono:

- per poter vedere agevolmente i buchi sull'analizzatore di spettro i due segnali **devono avere livello simile** (possibilmente entro 3 dB).
- Il ritardo differenziale τ **non deve essere inferiore** all'inverso della banda B del segnale: $\tau > 1/B$. In caso contrario potrebbe essere visibile meno di un buco.
- Il ritardo differenziale $\Delta\tau$ deve essere inferiore all'inverso della risoluzione dell'analizzatore di spettro ($\tau < 1/R_{BW}$), in caso contrario non si riusciranno a visualizzare i buchi, troppo fitti.
- Se i due TX non sono perfettamente agganciati in frequenza, la fase differenziale aumenta col tempo, e di conseguenza la posizione del pettine di buchi. In altre parole i buchi scorrono. Se lo scorrimento è troppo veloce, possiamo avere problemi di visualizzazione sull'analizzatore di spettro[Nota 10].

Nelle condizioni prescritte, se i due segnali sono coerenti si visualizzeranno i buchi (o "frange di interferenza" per dirla come i fisici); se i due segnali non sono coerenti lo spettro risultante sarà come la sovrapposizione dei due spettri originali, in ossequio a ciò che leggiamo nella seconda parte della citazione di Wikipedia: *"…mentre fasci di luce coerenti (come quelli prodotti da un laser) possono produrre delle frange di interferenza, osservare fenomeni di interferenza con la luce prodotta da una lampada ad incandescenza, anche se resa monocromatica con un opportuno filtro, risulta estremamente difficile"*

Il set-up di laboratorio per verificare su banco problemi di sincronizzazione è schematizzato in figura 5.

Nota 8 - In appendice riportiamo una descrizione del fenomeno un po' più approfondita.

Nota 9 - Nel caso di due soli segnali la sequenza di massimi e minimi è periodica in frequenza

Nota 10 - Consideriamo comunque che se l'errore di frequenza è poco più che trascurabile i TX possono essere considerati non sincronizzati.

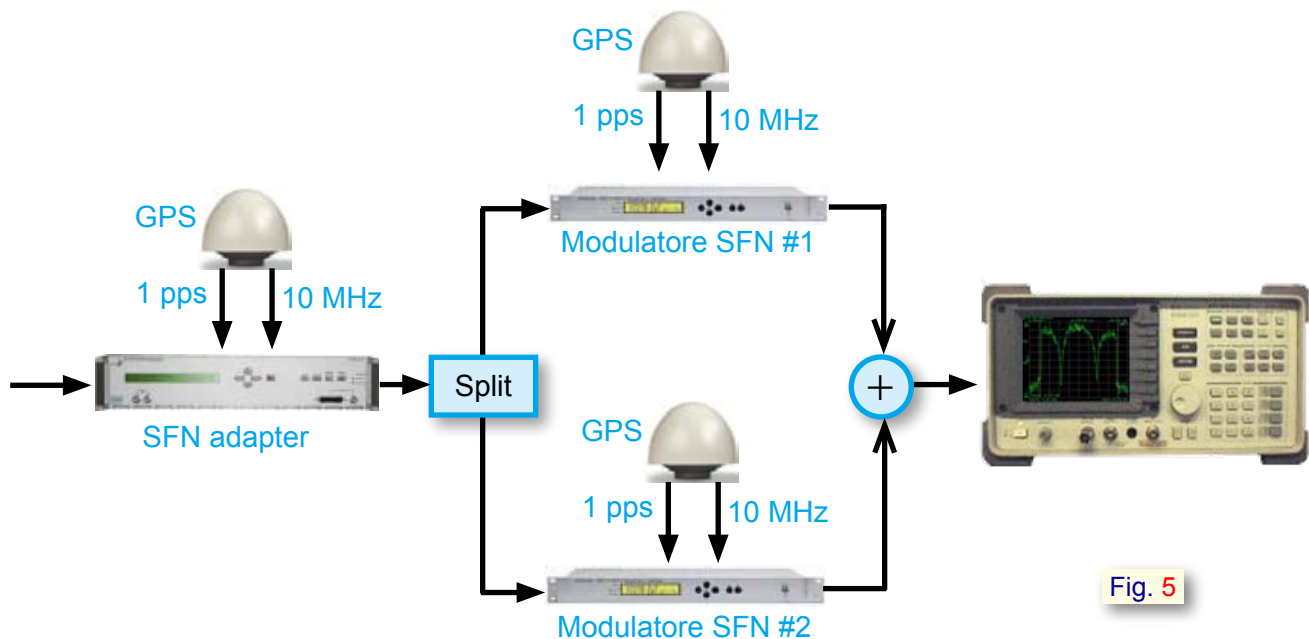



Fig. 5

Il transport stream (TS) viene inviato ad un SFN adapter che provvede ad adattare il rate al valore appropriato per la modulazione[Nota 11] scelta, a definire il Megaframe e inserire il MIP. Il TS in uscita viene distribuito ai due modulatori SFN. A questo livello è possibile inserire apparati di distribuzione (network adapters, ecc.) da testare.

L'uscita dei modulatori è combinata in RF e il segnale ottenuto è visualizzato con un analizzatore di spettro.

Se il ritardo differenziale è nullo o molto piccolo non è soddisfatto il citato criterio $\tau > 1/B$, quindi per poter visualizzare i buchi occorre introdurre un ritardo artificiale (poche centinaia di ns) agendo sulla configurazione di uno (solo) dei due modulatori.

10. "Veniamo alla diagnosi, quindi: come devo interpretare le frange di interferenza che vedo sull'analizzatore di spettro?"

Per quanto detto sopra, avremo due situazioni macroscopiche:

a) Le frange di interferenza (buchi) non ci sono, nel qual caso i due TX non sono coerenti (in altre parole non sono sincronizzati), oppure

b) ci sono, e i due TX sono coerenti (quindi sincronizzati).

Vediamo alcuni casi significativi.

In figura 6a è riportato lo spettro "di riferimento": è quello relativo ad un solo TX[Nota 12].

Nella situazione a), dovremmo rilevare uno spettro del tutto analogo a questo, l'unica differenza dovrebbe essere un livello pari alla "somma" (in unità lineari !!) dei livelli. Quindi se il livello del solo TX1 è, ad es., -30 dBm ed il livello del solo TX2 è, ad es., identicamente -30 dBm, allora la somma risulta essere -27 dBm[Nota 13].

Nota 11 - Costellazione, code rate, intervallo di guardia, FFT size.

Nota 12 - Lo spettro è particolarmente pulito, grazie al fatto che non ci sono echi né interferenti analogici co-canali.

Nota 13 - -30 dBm = 1 μW; 1 μW + 1 μW = 2 μW ; 2 μW = -27 dBm

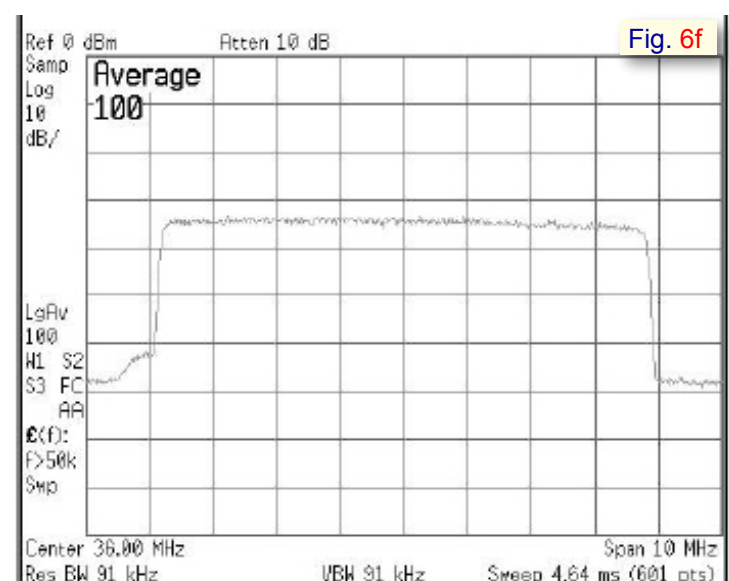
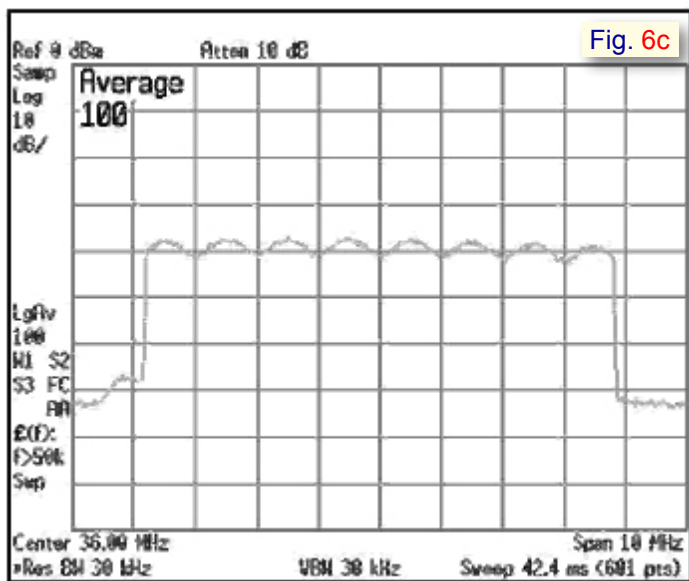
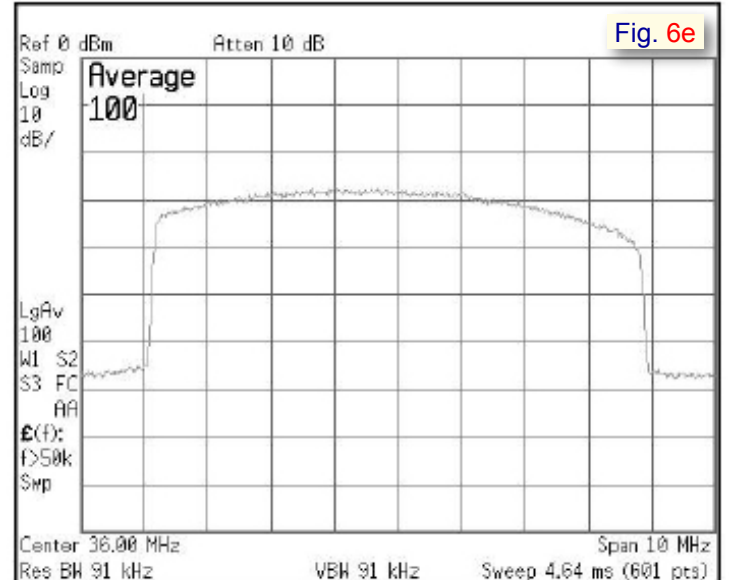
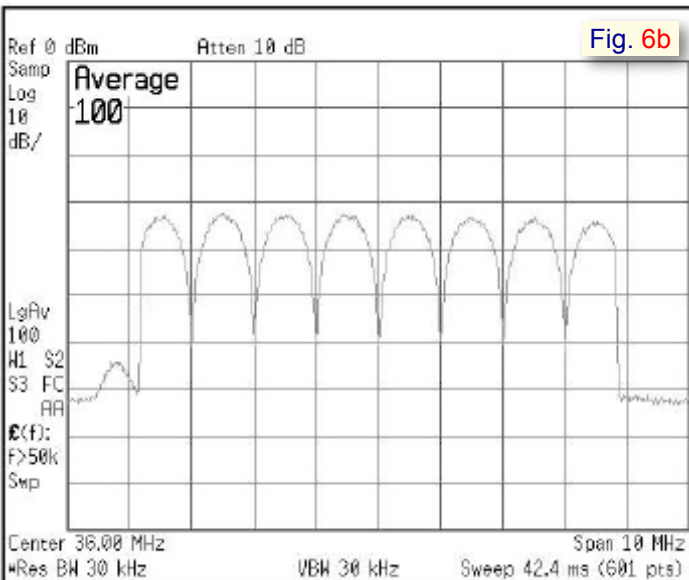
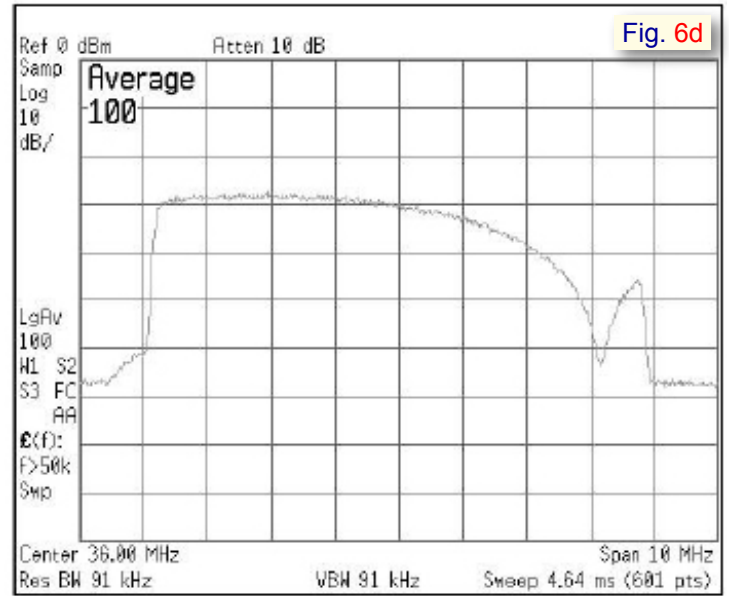
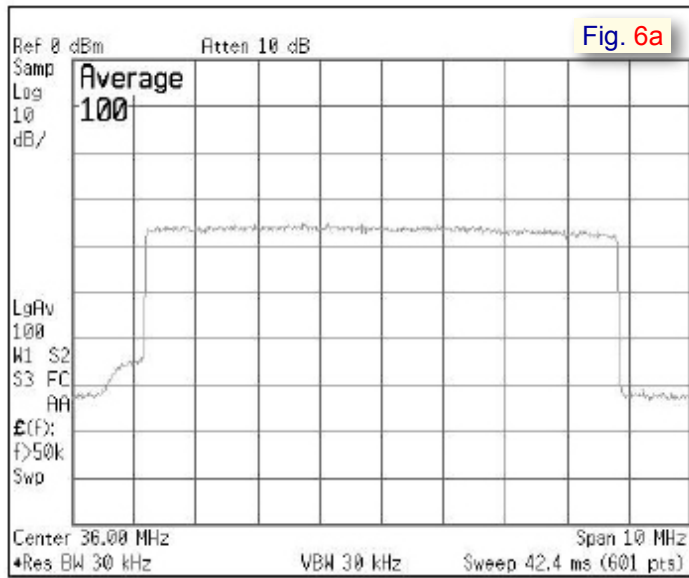
Fig. 6a

Fig. 6d

Fig. 6b

Fig. 6e

Fig. 6c

Fig. 6f

Analizziamo ora la figura 6b.

La presenza di buchi denota che il segnale è il risultato della somma di due segnali DVB-T coerenti. Inoltre lo spettro ci fornisce altre indicazioni interessanti: la distanza tra i buchi è 1 MHz, da cui otteniamo che il ritardo differenziale è di 1/(1 MHz) = 1 µs. La profondità dei buchi è molto grande (in realtà la risoluzione dell'analizzatore di spettro ne limita la visibilità): 25 dB o più. Si deduce, consultando la tabella più sopra, che i segnali sono a pari livello, o hanno differenza entro 1 dB.

La figura 6c è relativa ad un caso analogo; l'unica differenza è il livello differenziale dei segnali che risulta 15 dB circa (cfr. tabella, con ondulazione totale = 3 dB circa). Se i due segnali non hanno livelli simili, i buchi –come già detto- sono poco profondi: qui si vede nella prova dei fatti che possono essere di difficile rilevazione.

Le figure 6d e 6e che seguono sono "parenti stretti".

Nella prima si evidenzia un solo buco. Gli altri buchi cadono quindi al di fuori della banda del canale, dove il segnale è già nullo. Esiste una periodicità, che ad una stima che richiede una certa dose di immaginazione, potrebbe risultare di circa 20 MHz (e quindi ritardo differenziale di circa 1/(20 MHz) = 50 ns. Buco molto profondo, quindi livelli dei segnali molto simili. La coerenza dei trasmettitori, quindi, c'è.

La seconda figura è relativa alla stessa situazione, in cui però i buchi cadono tutti fuori banda. Questo è dovuto ad una fase differenziale diversa dalla precedente, ma che nella pratica potrebbe avere luogo spostando l'antenna ricevente di pochi centimetri. E'chiaro che da questo spettro si è portati a concludere che i due trasmettitori non siano coerenti. Lo stondamento dello spettro, o un'inclinazione ("tilt") del medesimo, deve sempre suggerire una situazione di ritardo differenziale corto e fase differenziale tale da portare il buco fuori banda.

Infine, la figura 6f è stata prodotta non rispettando il vincolo che prescrive che il ritardo differenziale dei segnali debba essere inferiore all'inverso della risoluzione dell'analizzatore di spettro($\tau < 1/R_{BW}$).

Come si può notare, non si riescono a visualizzare i buchi, che sono troppo fitti.

In questo caso τ valeva 100 µs, quindi la distanza tra i buchi risultava 1/(100 µs) = 10 kHz. La resolution bandwidth dell'analizzatore di spettro era (cfr. figura, parametro in basso a sinistra) R_{BW} = 91 kHz.

11. "E se invece di due TX ricevessi tre o più TX?"

Con più di due segnali coerenti la conformazione dello spettro non è più semplicemente un pettine di buchi. Lo spettro risulta frastagliato, se due dei TX sono preponderanti e di livello simile si avrà ancora una frastagliatura che ricorda il caso di due soli TX (con le regole dette sopra), cui si sovrappone un'ulteriore frastagliatura. La situazione è del tutto simile a quella di echi multipli che è familiare a chi osservi lo spettro ricevuto del segnale OFDM.

Spostando anche di poco l'antenna si modifica considerevolmente la frastagliatura, in prevalenza la componente con ritardi differenziali piccoli.

Dal punto di vista di diagnosi della rete SFN, è opportuno cercare di analizzare i TX a due a due, per semplificare il lavoro

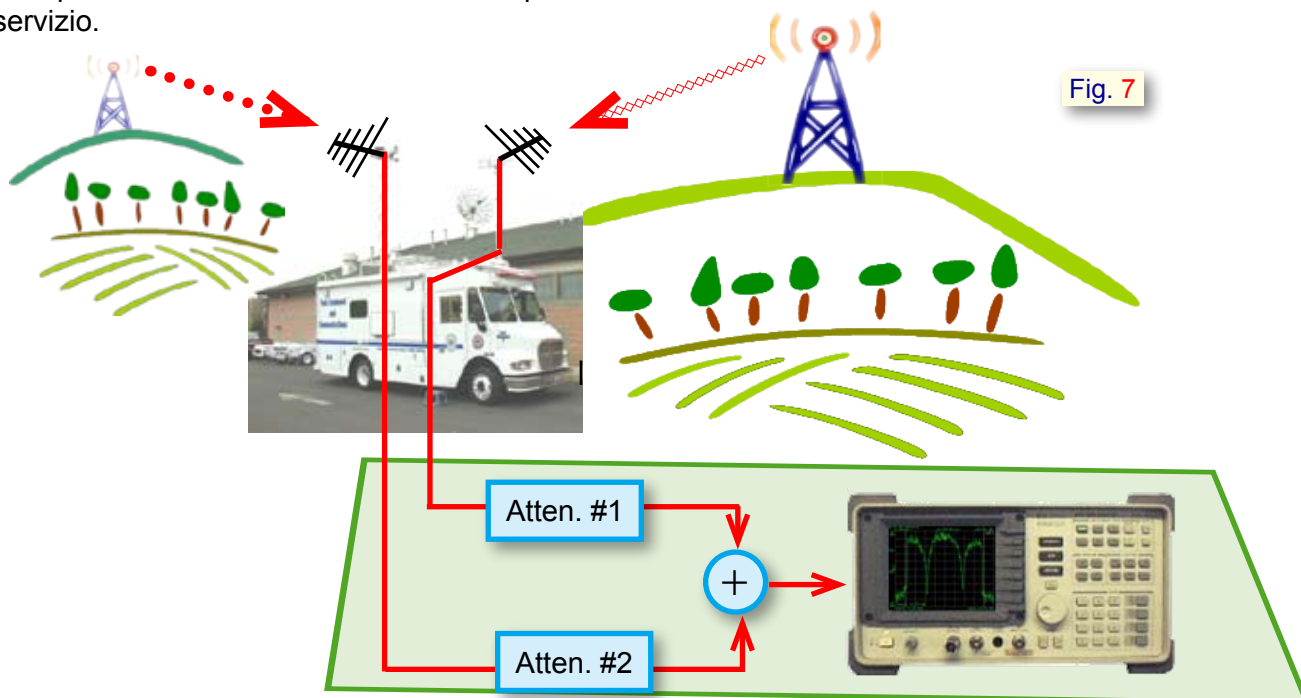
12. "E per le verifiche sul campo, come posso capire se due TX sono correttamente sincronizzati (possibilmente senza interrompere il servizio)?"

Quel che segue è un metodo progettato a partire da quello di laboratorio, adattando il set-up e le modalità operative alle condizioni tipiche delle misure "in-field". Il metodo deve essere verificato e messo a punto.

La figura 7 descrive la configurazione di test proposta.

La posizione del punto di misura deve essere scelta in modo da ottenere una differenza di ritardo compresa tra 100 ns e pochi μs (es: 2 μs). Questo si traduce in una differenza di distanza compresa tra 30 m e 600 m. Giocando sui due attenuatori si deve cercare di rendere i segnali all'ingresso del sommatore il più possibile di pari livello (entro 1-2 dB è sufficiente). Per fare questo è utile visualizzare un segnale alla volta (inserendo sull'altro una forte attenuazione), e annotare i livelli di ciascun segnale. Poi dare attenuazione zero al segnale più debole, e quindi attenuare il più robusto per ottenere (circa) il medesimo livello. A questo punto sull'analizzatore di spettro si dovrebbero vedere i buchi previsti, se i TX sono sincronizzati.

Attenzione: il ritardo differenziale, così importante per poter ottenere un numero di buchi visualizzabile, dipende anche da un eventuale ritardo artificiale inserito su uno o entrambi i TX (parametro time_offset).

Il metodo non richiede la messa in onda di particolari segnali di test, né lo spegnimento di TX, quindi può essere utilizzato senza interrompere il servizio.

13. "Posso usare altri strumenti oltre all'analizzatore di spettro?"

Esistono certamente altri strumenti, più specializzati e più costosi, per analizzare il segnale DVB-T. Tra questi il 4T2 AdCoCom, e l' EFA Rhode & Schwartz.

Prendiamo ad esempio il 4T2. Si può utilizzare proficuamente la visualizzazione della risposta all'impulso (figura 8a).

In presenza di due TX coerenti il 4T2 visualizza il primo impulso (t_1=0) relativo al segnale più robusto. Il secondo (in ordine di livello) segnale verrà visualizzato come un impulso ad una posizione temporale t_2 pari alla distanza in tempo (ritardo differenziale) dal primo segnale. Se tale secondo segnale risulta in ritardo rispetto al primo, la visualizzazione è corretta, e si avrà un secondo impulso a destra del primo. Se il secondo segnale è in anticipo rispetto al primo[Nota 14] la visualizzazione non risulta corretta. Nella

Nota 14 - E'il caso, ad esempio, di un TX1 più vicino ma schermato da case o altri ostacoli, e un TX2 più lontano ma con segnale ricevuto più robusto.

Fig. 7

figura 8a vediamo un secondo segnale ritardato 60μs rispetto al primo, 5dB più basso. Nella figura 8b il ritardo è di 1μs. Si noti che segnali con ritardi inferiori cominciano ad essere difficili da visualizzare per la limitata risoluzione dello strumento, dovuta alla limitata banda del segnale[Nota 15].

In caso di tre o più TX coerenti si visualizzeranno un pari numero di impulsi, ai tempi dati dai ritardi differenziali relativi al primo (in ordine di livello) TX.

Se i segnali provenienti dai TX non sono tra loro coerenti, il 4T2 mostra solo un impulso (t_1=0) relativo al segnale più robusto e un rumore di fondo più elevato.

14. "E se un TX differisce per un solo bit?"

Non esistono situazioni pratiche in cui la differenza sia di un solo bit. Ovviamente essendo il flusso che alimenta i modulatori unico, i bit dovrebbero essere uguali per tutti. Diverso è il caso di trasmettitore non correttamente sincronizzato in cui, come già detto, i bit possono venire mappati su sottoportanti OFDM diverse, quindi i bit "diversi" sono molti.

Fig. 8a

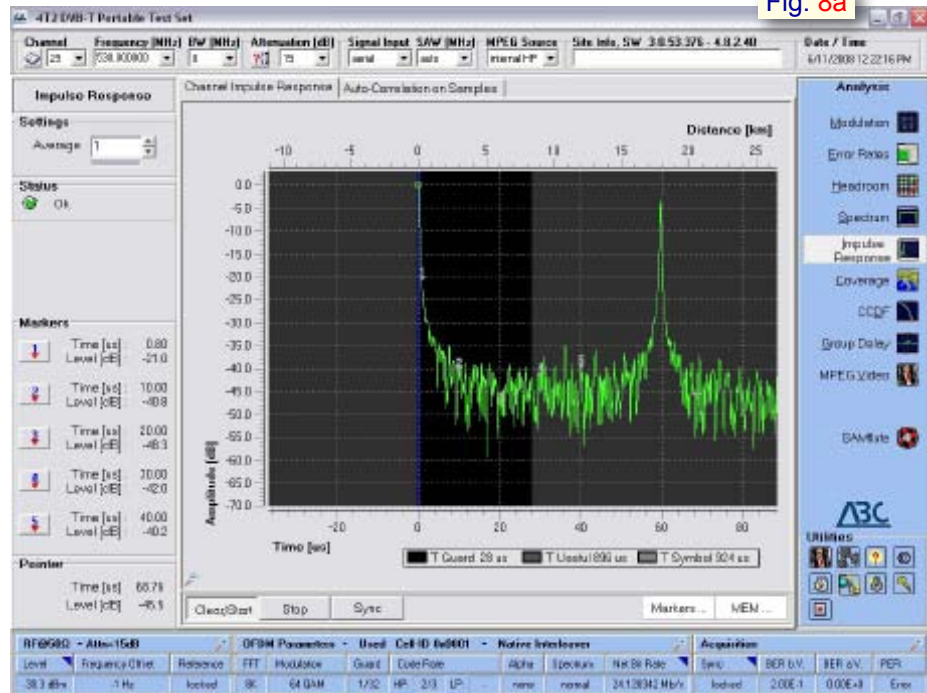



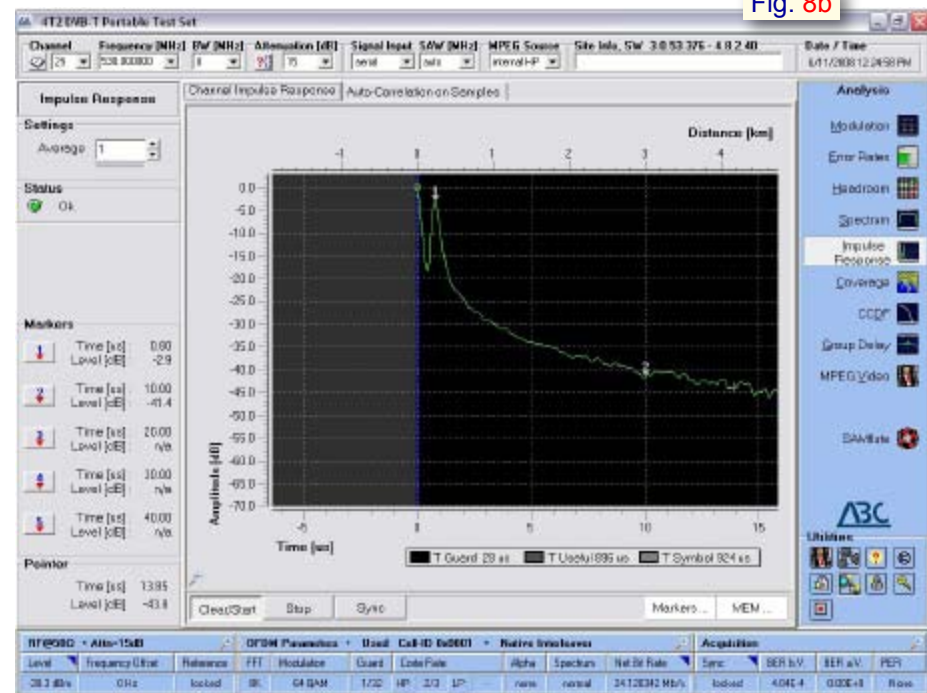
Fig. 8b

Nota 15 - La risoluzione temporale è il reciproco della banda del segnale, quindi 1/(7.61 MHz) = 130 ns.

Fig. 8 –

Un'eccezione è il parametro CELL_ID, che può essere diverso per ogni trasmettitore. Ma questo parametro è mappato su delle sottoportanti OFDM di segnalazione, che non partecipano al trasporto di bit informazione. Il ricevitore quindi non ne è influenzato.

15. "Esistono svantaggi nell'utilizzo di una rete SFN?"

Sì. Citiamo ad esempio:

a) **Minore capacità**. Per accomodare al ricevitore i ritardi dei segnali provenienti da trasmettitori distanti, l'intervallo di guardia viene in genere dimensionato a valori elevati (fino a T_g=1/4 in FFT=8k). Questo significa sacrificare capacità trasmissiva nella misura di $T_g/(1+T_g)$. L'esempio estremo: con T_g=1/4, $T_g/(1+T_g)$ = 0.2 = 20%. Il risultato è tragico: anziché (ad esempio) trasmettere 24.128 Mb/s se ne trasmetteranno 19.91.

b) **Costo apparati.** SFNadapter e GPS aggiuntivi.

c) **Ritardo aggiuntivo.** La rete introduce un ritardo fisso pari a Maximum_Delay, parametro impostabile nell'SFN adapter, che non può essere inferiore al tempo di propagazione del segnale tra l'SFN adapter stesso ed il più lontano trasmettitore tra quelli in rete. Il valore può raggiungere 1 secondo. Questo ritardo si somma a quello di codifica video. Una oculata ottimizzazione è opportuna.

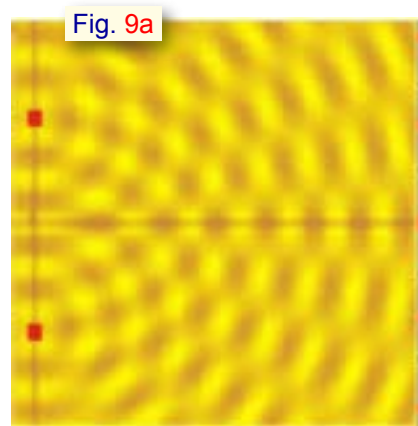
d) **Conduzione della rete.** Si può prevedere che una rete SFN debba essere controllata con continuità per evitare che guasti sugli apparati possano causare una dissincronizzazione dei TX.

e) **Rischio di gravi fuori-servizio su grosse aree** in caso di avaria di apparati che causino la mancanza di sincronizzazione di un Tx (come accennato sopra in 8.).

APPENDICE

Maggiori dettagli sull'interferenza di onde coerenti

Consideriamo due sorgenti di onde coerenti, disposte nello spazio ad una certa distanza tra loro. Le sorgenti emettono onde a frequenza f, che si propagano nello spazio. La sovrapposizione (somma) di tali onde crea una configurazione di massimi e minimi. Questo fenomeno viene chiamato interferenza. In figura 9a è mostrata un'istantanea (immagine statica[Nota 16]) della situazione, ma in realtà la configurazione di massimi e minimi si muove nello spazio. I due punti rossi sulla destra sono le sorgenti.

Fig. 9a

Ha luogo un massimo (interferenza costruttiva) quando la relazione di fase tra le onde che si sovrappongono in quel punto dello spazio è tale da avere onde in fase; viceversa si ha un nullo, interferenza distruttiva, quando risultano in controfase.

La differenza di fase è proporzionale alla differenza di cammino ottico delle onde, quindi in definitiva dalla differenza di distanza delle due sorgenti da quel punto dello spazio.

Nota 16 - La figura animata è visibile su http://it.wikipedia.org/wiki/Esperimento_di_Young

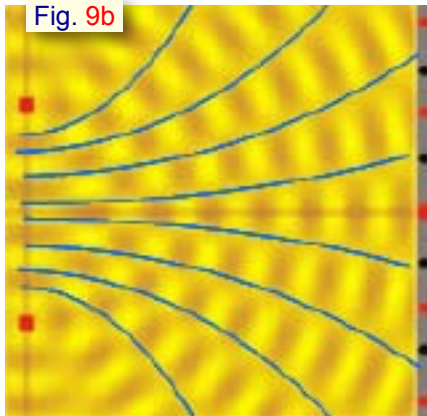



Fig. 9b

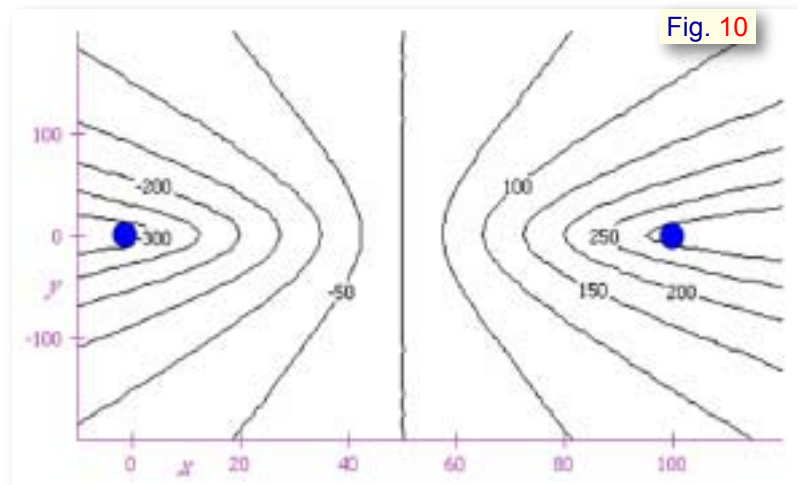



Fig. 10

Ma il *luogo dei punti la cui differenza delle distanze da due punti fissi (detti fuochi) è costante* è l'iperbole. Quindi (figura 9b) avremo una famiglia di iperboli che definisce punti dello spazio "iso-ritardo-differenziale", in cui tutti i punti sono massimi o minimi, a seconda della fase. Nella figura 10, in cui i due *fuochi*, alias *sorgenti di onde*, alias *trasmettitori*, sono allineati in orizzontale, ascissa e ordinata sono tarate in km. Le curve sono parametrizzate in nanosecondi di ritardo differenziale.

Queste considerazioni valgono, di principio, per onde sinusoidali. La configurazione di campo vale dunque per una determinata frequenza. Ad una frequenza diversa la relazione di fase spaziale cambia, quindi cambia (risulta scalata) la configurazione di massimi e minimi. Se il segnale di interesse occupa una certa banda –nel nostro caso un canale TV- il fenomeno dell'interferenza si verifica frequenza per frequenza. La successione di massimi e minimi cambierà frequenza per frequenza.

Vediamo più nel dettaglio, aiutandoci con strumenti analitici.

Chiamiamo X(f) il segnale nel dominio della frequenza trasmesso identicamente dai due trasmettitori. Al ricevitore pervengono due contributi: per il primo dei due assumiamo nulla l'attenuazione di tratta e normalizziamo a zero ritardo e fase. Quindi assumiamo che tale contributo sia ancora X(f). Assumiamo invece che il secondo contributo sia attenuato (rispetto al primo) di un fattore R, che rende conto dell'attenuazione di tratta dal secondo TX. Inoltre questo segnale avrà totalizzato un ritardo di fase $2\pi f\tau$, dove τ è il ritardo differenziale temporale. Il secondo contributo risulta dunque $R \cdot X(f)\, e^{j2\pi f\tau}$

Il segnale ricevuto è quindi (figura 11a):

$$X(f) = Y(f) + R \cdot X(f)\, e^{j2\pi f\tau} =$$

$$= X(f)\,[1 + R \cdot e^{j2\pi f\tau}]$$

Modellando il sistema come un filtro lineare (figura 11b), con ingresso X(f) e uscita Y(f), possiamo calcolare la risposta in frequenza C(f)=Y(f) / X(f). Si ha:

$$C(f) = Y(f) / X(f) = 1 + R \cdot X(f)\, e^{j2\pi f\tau}$$

Come si vede, C(f) ha valore complesso, e dipende dalla frequenza. Quello che vediamo su un analizzatore di spettro è l'andamento con la frequenza della potenza (quindi del modulo al quadrato) del segnale. Nel caso dell'OFDM, X(f) è grosso modo costante con la frequenza, nel canale. Quindi il modulo Y(f) varia come il modulo di [1 + R•X(f)] . Ma quest'ultimo è sostanzialmente la soma di due vettori, di cui uno reale, unitario, e l'altro di modulo R, che ruota con f.

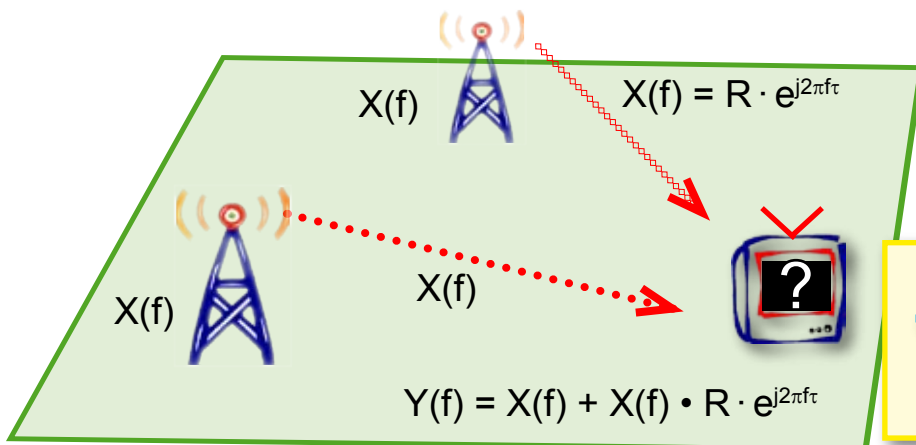



Fig. 11a

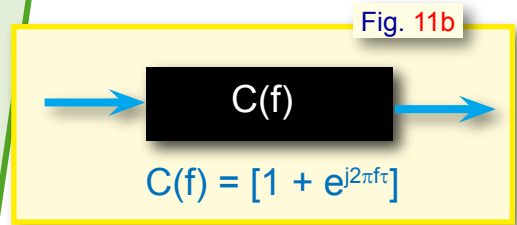



Fig. 11b

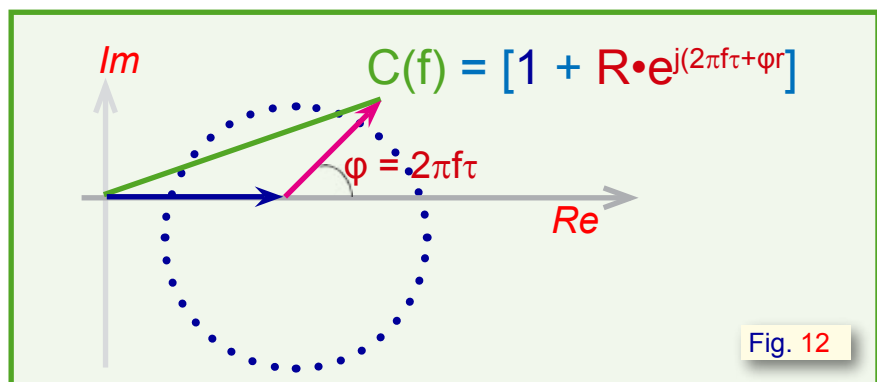



Fig. 12

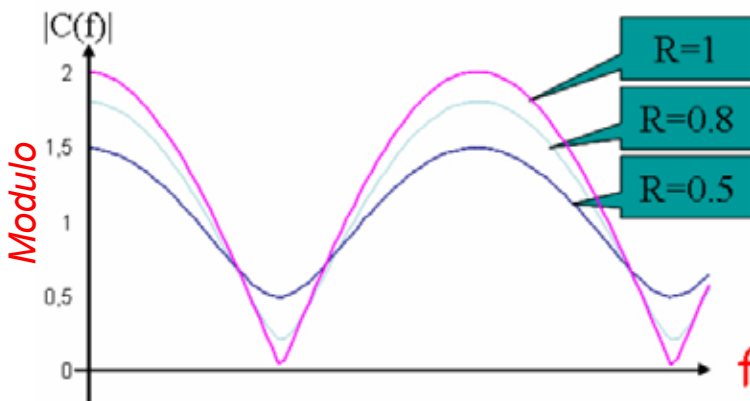



Fig. 13

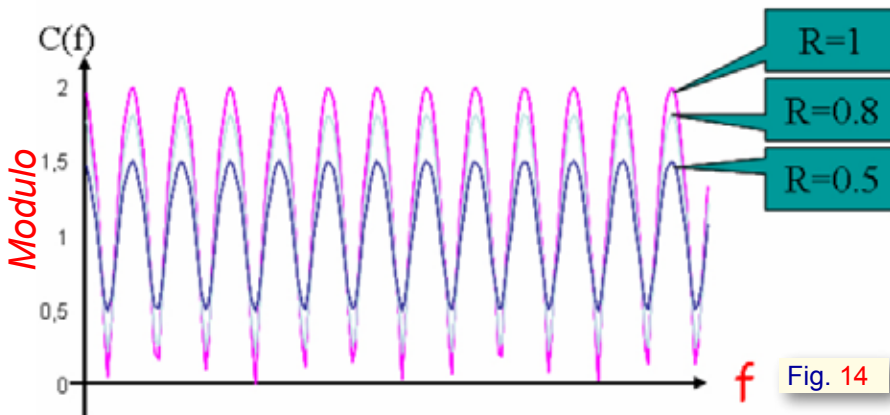



Fig. 14

E'facile visualizzare che il modulo di [1+R•X(f) $e^{j2\pi f\tau}$], cioè la lunghezza del vettore verde in figura 12, sale e scende al crescere di f. All'aumentare del parametro τ la velocità di crescita dell'argomento dell'esponenziale aumenta, e quindi la frequenza dell'ondulazione. Da R dipende la profondità dell'ondulazione. Nelle figure 13 e 14 le ordinate sono in scala lineare. Usando l'analizzatore di spettro le stesse curve risultano un po' più pronunciate dalla scala logaritmica.

Prossimi al limite di Shannon, 60 anni dopo

Marzio **Barbero**,
Natasha **Shpuza**

1. Sessanta anni fa: un contributo leggendario

E' importante ricordare alcune delle tappe fondamentali che hanno consentito lo sviluppo delle teorie e delle tecniche che sono alla base dei sistemi di comunicazione moderni.

In particolare, basilare è il contributo costituito dalla coppia di articoli pubblicati proprio sessanta anni fa da Claude E. Shannon, destinata a rivoluzionare la tecnologia alla base delle telecomunicazioni [1].

Nel numero precedente di questa rivista è stata pubblicata la prima parte di un articolo ("Rivelazione, correzione e mascheramento degli errori") sulle tecniche di protezione dagli errori, tecniche alla base delle notevoli prestazioni raggiunte negli ultimi anni nel campo della diffusione e memorizzazione dei segnali audio e video. La seconda parte, a completamento, sarà pubblicata nel prossimo numero.

Il presente articolo è strettamente correlato con tale panoramica, approfondendo maggiormente l'aspetto storico dei progressi teorici che hanno consentito il rapido sviluppo a cui assistiamo oggi.

Sommario

Sessanta anni fa Claude E. Shannon formulava una relazione fondamentale, destinata a rivoluzionare la teoria delle telecomunicazioni. Tale relazione consente di valutare la capacità di un canale digitale in funzione della sua larghezza di banda. Negli anni immediatamente successivi fu rapida l'evoluzione della teoria dei codici per la protezione dagli errori, con l'obiettivo di individuare schemi in grado di approssimare la capacità massima teorica del canale, denominata "limite di Shannon". Inizialmente le applicazioni furono soprattutto nell'ambito delle comunicazioni dal profondo spazio. Più recentemente i progressi in questo campo sono stati fondamentali per la realizzazione di applicazioni e servizi oggigiorno indispensabili, quali la telefonia mobile e la diffusione televisiva digitale. Negli ultimi quindici anni, con l'avvento dei turbo codici e la successiva riscoperta dei codici LDPC, si è in grado di approssimare, e quasi raggiungere, il limite. La prima applicazione che ha ottenuto tale risultato è stato il sistema di diffusione televisiva digitale da satellite di seconda generazione (DVB-S2).

L'evoluzione delle teoria dei codici per la protezione degli errori ha trovato dapprima applicazione soprattutto nel campo delle telecomunicazioni spaziali, ma negli ultimi anni sono state proprio le applicazioni di uso più generalizzato (diffusione televisiva digitale, telefonia mobile e *wireless*) a mettere in pratica in modo sempre più efficiente le teorie, anche quelle già pubblicate decenni fa, grazie alle possibilità offerte dai progressi dei circuiti VLSI in termini di velocità e di capacità di memoria.

In particolare il sistema di diffusione televisiva da satellite di seconda generazione (DVB-S2) è stato il primo a consentire di avvicinarsi come non era mai avvenuto prima al limite teorico della capacità di un canale digitale, quello indicato da Shannon sessant'anni fa.

2. 1948: il limite di Shannon

Scriveva Shannon: *"Il problema fondamentale della comunicazione è quello di riprodurre in un punto o esattamente, o approssimativamente, un messaggio definito in un altro punto."*

Shannon formulò una relazione fondamentale che consente di valutare la capacità C di un canale soggetto a rumore additivo con distribuzione gaussiana e caratterizzata da una larghezza di banda W.

"Può sembrare sorprendente che si debba definire un capacità C definita per un canale rumoroso, poiché non possiamo mai inviare informazione certa in un tale caso. E' chiaro, tuttavia, che inviando l'informazione in forma ridondante, la probabilità di errori può essere ridotta. ... Di fatto la capacità C precedentemente definita ha un significato completamente determinato. E' possibile inviare informazione alla velocità C attraverso il canale ***con una frequenza di errori o imprecisioni piccola a piacere*** *per mezzo di una codifica appropriata. Questa affermazione non è valida per velocità di segnalazione superiori a C."*

Acronimi e sigle

APP	A Posteriori Probability
ASI	Agenzia Spaziale Italiana www.asi.it
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BCH	Bose Chaudhuri Hocquenghem
BVD	Big Viterbi Decoder
CCSDS	Consultative Committee for Space Data Systems www.ccsds.org
CRC	Cyclic Redundancy Check
DVB	Digital Video Broadcasting www.dvb.org
-S	- Satellite
-RCS	- Return Channel over Satellite
-RCT	- Return Channel over Terrestrial
-S2	- Satellite (new generation)
-T2	- Terrestrial (new generation)
ESA	European Space Agecy www.esa.int
HDTV	High Definition TeleVision
IRA	Irregular Repeat Accumulate
JPL	Jet Propulsion Laboratory www.jpl.nasa.gov
LDPC	Low Density Parity Check
MRO	Mars Reconnaisance Orbiter
NASA	National Aereonautics and Space Administration www.nasa.gov
PLL	Phase Lock Loop
RM	Reed Muller
RS	Reed Solomon
SHV	Super Hi-Vision
SOVA	Soft-Output Viterbi Algorithm
VA	Viterbi Algorithm
VLSI	Very Large Scale Integration

La relazione fra capacità e larghezza di banda è fornita da:

"Teorema 17: La capacità di un canale di banda W perturbato da un rumore termico bianco di potenza N quando la potenza media del trasmettitore è limitata a P è data da:

$$C = W \log_2 \frac{P+N}{N}$$

La capacità C è espressa in bit al secondo per un canale soggetto a rumore additivo con distribuzione gaussiana (AWGN), W è la larghezza di banda del canale in Hertz, P e N sono rispettivamente le potenza del segnale trasmesso e la potenza di rumore espressi in Watt.

Sessanta anni fa veniva quindi definito il limite teorico della capacità di un canale binario e suggerito l'uso di *codici efficienti*, come quello di Hamming, per avvicinarsi a tale limite.

3. 1949-1962: l'evoluzione nella teoria dei codici

Il matematico Richard Hamming era stato assunto nel 1946 dai Bell Labs per lavorare sulla teoria dell'elasticità e utilizzava i computer del tempo, poco affidabili: nel caso in cui veniva rivelata la presenza di un errore l'esecuzione del programma si arrestava.

Hamming cercò una soluzione: organizzare i bit in blocchi, a cui aggiungere dei bit di parità in grado non solo di rivelare la presenza di un errore, ma anche di correggerlo, in modo da consentire ai programmi di completare i calcoli e giungere alla conclusione.

Nacque così il primo codice correttore di errori, H(7,4,3)[Nota 1] e Shannon lo descrive nel 1948 (figura 1) come "*un codice efficiente, che consente la correzione completa di errori e la trasmissione alla velocità C (fondato su un metodo dovuto a R. Hamming)"*.

I due paragrafi di descrizione del codice di Hamming contenuti nell'articolo di Shannon furono lo stimolo per l'articolo del 1949 di Marcel Golay [2]. Questo articolo è ritenuto da molti il più notevole mai scritto sulla teoria dei codici, perché in meno di una pagina vengono presentati: due codici *perfetti*[Nota 2], uno binario (23, 12, 7) ed uno ternario (11, 6, 5), la generalizzazione dei codici di Hamming e la prima pubblicazione di una matrice di controllo della parità.

Nota 1 - Nella notazione (n,k,d_{min}) n indica la lunghezza del codice a blocco, k il numero di simboli che costituiscono il codice e d_{min}, la distanza minima di Hamming, è legata al numero di errori che il codice consente di correggere.

Nota 2 - In termini matematici, in un codice perfetto, le sfere intorno alle parole di codice costituiscono una partizione dello spazio dei vettori.

Fig. 1

17. An Example of Efficient Coding

The following example, although somewhat unrealistic, is a case in which exact matching to a noisy channel is possible. There are two channel symbols, 0 and 1, and the noise affects them in blocks of seven symbols. A block of seven is either transmitted without error, or exactly one symbol of the seven is incorrect. These eight possibilities are equally likely. We have

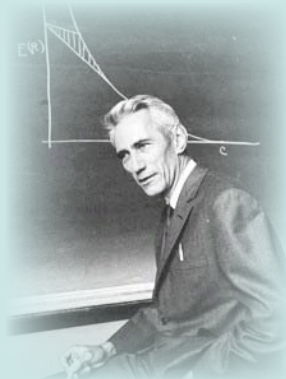
$$C = \text{Max}\,[H(y) - H_x(y)]$$
$$= \tfrac{1}{7}\,[7 + \tfrac{8}{8}\log \tfrac{1}{8}]$$
$$= \tfrac{4}{7}\ \text{bits/symbol}.$$

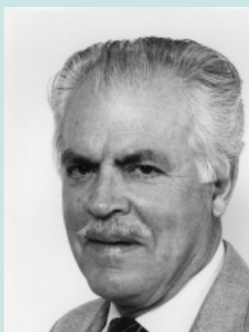
An efficient code, allowing complete correction of errors and transmitting at the rate C, is the following (found by a method due to R. Hamming):

Let a block of seven symbols be $X_1, X_2, \ldots X_7$. Of these X_3, X_5, X_6 and X_7 are message symbols and chosen arbitrarily by the source. The other three are redundant and calculated as follows:

X_4 is chosen to make $\alpha = X_4 + X_5 + X_6 + X_7$ even
X_2 " " " " $\beta = X_2 + X_3 + X_6 + X_7$ "
X_1 " " " " $\gamma = X_1 + X_3 + X_5 + X_7$ "

When a block of seven is received α, β and γ are calculated and if even called zero, if odd called one. The binary number $\alpha\,\beta\,\gamma$ then gives the subscript of the X_i that is incorrect (if 0 there was no error).

Ritratto di alcuni dei protagonisti

Claude Elwood Shannon: nato a Petoskey (Michigan) nel 1916 e morto nel 2001. Da ragazzo lavorò come telegrafista e conseguì due lauree nel 1936, in matematica e in ingegneria elettrica. Del 1940 è il dottorato, dal '41 al '72 lavorò ai Bell Labs. Durante la seconda guerra mondiale si occupò di ricerca per la guida di "missili". Dal '58 al '78 fu professore al MIT.

Richard Hamming: nato a Chicago nel 1915 e morto a Monterey (CA) nel 1998.
Nel 1945 entrò a far parte del progetto Manhattan, il progetto per realizzare la bomba atomica, a Los Alamos.
Nel 1946 iniziò l'attività nei Bell Laboratories dove restò fino al 1976.

Irving S. Reed, nato a Seattle nel 1923. ottiene il dottorato al California Institute of Technology nel 1949. Dal 1951 al 1960 associato al MIT. Professore, dal 1963, alla University of South California.

Andrew James Viterbi, nasce nel 1935 a Bergamo ed emigra con i genitori, a causa delle leggi razziali, nel 1939 negli Stati Uniti, dove studia al MIT dal 1952 al 1957. Ha fondato diverse società fra cui la Qualcomm, nel 1985.

Robert G. Gallager, nato a Filadelfia nel 1931, fa parte del personale tecnico dei Bell Labs nel 1953-54, ottiene il dottorato al MIT nel 1960. Professore e autore di numerosi testi sulla teoria dell'informazione.

L'articolo in cui Hamming descrive il codice è del 1950 [3], cioè fu pubblicato due anni dopo quello di Shannon. La spiegazione di tale ritardo rispetto alla citazione di Shannon, fu fornita da Hamming stesso: *"il lavoro fu concluso in tre mesi, ma per ragioni brevettuali fu tenuto in sospeso per due anni"*.

Sia i codici di Hamming che quelli di Golay sono *lineari*, cioè la somma modulo-q di una coppia di parole di codice costituite da simboli q-ari (cioè binari, ternari...) è anch'essa una parola di codice.

Nel 1954 Muller [4] descrive l'applicazione di codici nel contesto della progettazione in logica booleana, e Reed identifica tali codici come classe di codici lineari a blocco e ne propone l'algoritmo di decodifica [5].

Sempre nel 1954 viene descritto l'algoritmo di decodifica di Wagner, il primo algoritmo in letteratura di decodifica *soft-decision*. Questo è un approccio fondamentale per l'evoluzione della decodifica e per consentire le prestazioni oggi raggiunte: la decodifica tiene conto della affidabilità della decisione sul simbolo in uscita dal canale.

P. Elias inventa nel 1954 i codici prodotto [6] ed un anno dopo inventa i codici convoluzionali [7]. Il suo allievo, Robert Gallager, puntualizza che in tale articolo è evidenziato che *"l'ottenimento di una probabilità di errore piccola, a qualsiasi probabilità prossima alla capacità, richiede necessariamente un codice con una elevata lunghezza di blocco"*.

Successivamente (1957) vennero scoperti i codici *ciclici* [8], che sono codici a blocco, lineari e che godono dell'ulteriore proprietà: lo shift ciclico di una parola di codice è ancora una parola di codice. Questa caratteristica consente di realizzare codificatori e decodificatori di limitata complessità. Inoltre tali codici possono essere descritti mediante un *polinomio generatore.* Sono anche denominati CRC; il loro uso è limitato generalmente alla sola rivelazione degli errori, infatti la complessità del decodificatore cresce esponenzialmente con il numero di errori correggibili.

Una sottoclasse dei codici ciclici è scoperta quasi contemporaneamente da Hocquenghem nel 1959 [9] e da Bose e Ray-Chaudhuri [10] nel 1960 e pertanto sono noti come codici BCH.

Sempre nel 1960 [11] Reed e Solomon descrivono i codici universalmente oggi noti con i loro nomi (RS): sono una classe non binaria dei codici BCH, o, in alternativa, i BCH sono sono sottocodici di un sottocampo di codici RS.

Nel 1962 [12], Gallager è motivato, nella sua tesi di dottorato con la supervisione di Elias, dalla ricerca di una classe di codici quasi casuali che possano consentire una decodifica prossima alla capacità del canale e caratterizzati da una complessità tale da non comprometterne la fattibilità: introduce così i codici LDPC. L'algoritmo di decodifica APP descritto è ritenuto la prima citazione in letteratura dell'algoritmo somma-prodotto oggi ampiamente utilizzato.

Nei primi quattordici anni, a partire dall'articolo di Shannon, erano state poste tutte le basi teoriche su cui si fondano gli sviluppi tecnologici realizzati anche in anni molto più recenti. Ma in quegli anni le applicazioni pratiche non erano state così rapide come l'evoluzione teorica.

4. Comunicazioni dallo Spazio

Un canale di comunicazione che ha ampiamente tratto vantaggio dall'uso delle tecniche di recupero delle informazioni in presenza di elevato rumore è quello delle comunicazioni spaziali.

Il 4 ottobre del 1957 l'Unione Sovietica lanciò nello spazio lo Sputnik, il 31 gennaio 1958 gli Stati Uniti, colti di sorpresa, risposero con il lancio di Explorer I, progettato e costruito da JPL (laboratorio fondato dall'Istituto di Tecnologia della California nel 1930) su richiesta dell'eser-

continua a pag 50...

Comunicazioni dallo Spazio Profondo

Pioneer 9

La serie di sonde Pioneer fu progettata per valutare l'operatività dei veicoli spaziali, su orbita solare. Nelle prime missioni, in base a comandi inviati da terra, potevano essere selezionati cinque bit-rate: 512, 256, 64, 16, e 8 bit/s.

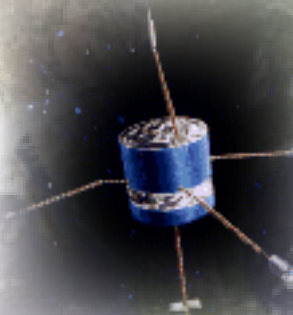
La sonda Pioneer 9, lanciata nel 1968, fu la prima ad utilizzare un codice convoluzionale, R=1/2, L=25, con decodifica sequenziale di Fano. Uno schema analogo, L=32, fu utilizzato nelle successive missioni Pioneer 10 (1972), 11 (1973) e 12 (1978) che esplorarono Giove, Saturno e Venere.

Mariner

Le sonde Mariner utilizzarono dal 1969 al 1973 un codice Reed-Muller RM(32,6,8) con R=0,1875, costituito da parole di 32 bit, 6 di informazione e 26 di parità, in grado di correggere fino a 7 errori. Il canale permetteva la trasmissione di 16 kbit/s verso la terra.

Il Mariner 6 (1969) registrò e inviò a terra 143 immagini della superficie di Marte. Il Mariner 9 (1971) fotografò il 100% della superficie di Marte e le sue lune Phobos e Deimos. Il Mariner 10, lanciato nel novembre 1973, nel febbraio '74 sorvolò Venere e nel marzo '74 Mercurio.

Viking

Analogo schema di codifica fu utilizzato per la missione Viking 1, lanciata nell'agosto 1975: la navicella in orbita fotografò la superficie di Marte e il modulo di atterraggio inviò foto a colori dal luogo dell'atterraggio. Dati pervennero fino al novembre 1982.

Voyager 1 e 2

Le sonde Voyager 2 e 1 furono lanciate, rispettivamente, a maggio e settembre del 1977.

Lo schema di codifica utilizzato era basato su un codice convoluzionale, R=1/2 e L=7, con decodifica di Viterbi, concatenato con codice RS(255,233). Il decoder RS, grazie ad un hardware sviluppato appositamente, era in grado di operare a 1 Mbit/s. Il Voyager 2 ha utilizzato anche un codice di Golay.

La sonda Voyager 1 dal febbraio 1998 è diventato l'oggetto realizzato dall'Uomo più lontano dal Sole, avendo superato la distanza raggiunta da Pioneer 10.
Poiché ora la distanza è prossima alle 15 ore luce, i dati raccolti dalla sonda arrivano con tale ritardo al centro di controllo della JPL.
Voyager 2, lanciata prima della sua gemella, viaggia su un orbita meno veloce, si è "avvicinato" a Giove (1979), Saturno (1981), Urano (1986), Nettuno (1989) e ora lavora per la sua missione interstellare. La NASA ritiene che il contatto potrebbe essere mantenuto con le due sonde oltre il 2020.

Galileo

La missione era stata inizialmente progettata per inviare la navicella spaziale verso Giove con un viaggio diretto della durata prevista di circa tre anni e mezzo. Dopo l'incidente del Challenger (1986), per ragioni di sicurezza fu riprogettato il viaggio in modo da non richiedere l'uso di potenti stadi vettori. Il veicolo spaziale Galileo, portato in orbita dallo shuttle Atlantis, avrebbe sfruttato la forza gravitazionale interplanetaria, per raggiungere Giove in sei anni.

Atlantis decollò il 18 ottobre 1989, con Galileo nella stiva. Una volta iniziato il suo viaggio interplanetario, e a causa della modifica della traiettoria, la navicella spaziale Galileo fu soggetta a temperature molto più elevate di quelle originariamente previste. Il collegamento tra la sonda e terra era assicurato da due antenne a basso guadagno, mentre l'antenna ad alto guadagno, racchiusa come un ombrello, era protetta da scudi termici. Nell'aprile 1991, ormai sufficientemente lontano dal sole, l'antenna principale poteva spiegarsi per raggiungere il diametro previsto, di 4,8 m. Ma l'operazione non riuscì: l'ombrello non si aprì completamente.

Per consentire la trasmissione dei dati verso terra utilizzando le antenne a basso guadagno, dal 1993 al 1996 venne progettato uno schema di codifica molto più potente, in base al quale riprogrammare i codificatori di bordo, e che potesse consentire la decodifica al bit-rate previsto, grazie ad una struttura di elaborazione più complessa.

Lo schema di codifica concatenava un codice interno di tipo convoluzionale R=1/4, L=15, e un insieme di più codici esterni di tipo RS. La complessità hardware del decoder aumenta esponenzialmente al crescere di L, e con L=15 il numero di stati è pari a 2^{14}. Per la decodifica fu realizzato il BVD, basato su strutture di calcolo parallelo in grado di operare alle velocità richieste: ad esempio Galileo inviava dati telemetrici a 134,4 kbit/s.

Galileo arrivò in prossimità di Giove nel dicembre 1995, ed ha completato la sua missione il 21 settembre 2003, lanciato deliberatamente attraverso l'atmosfera gioviana.

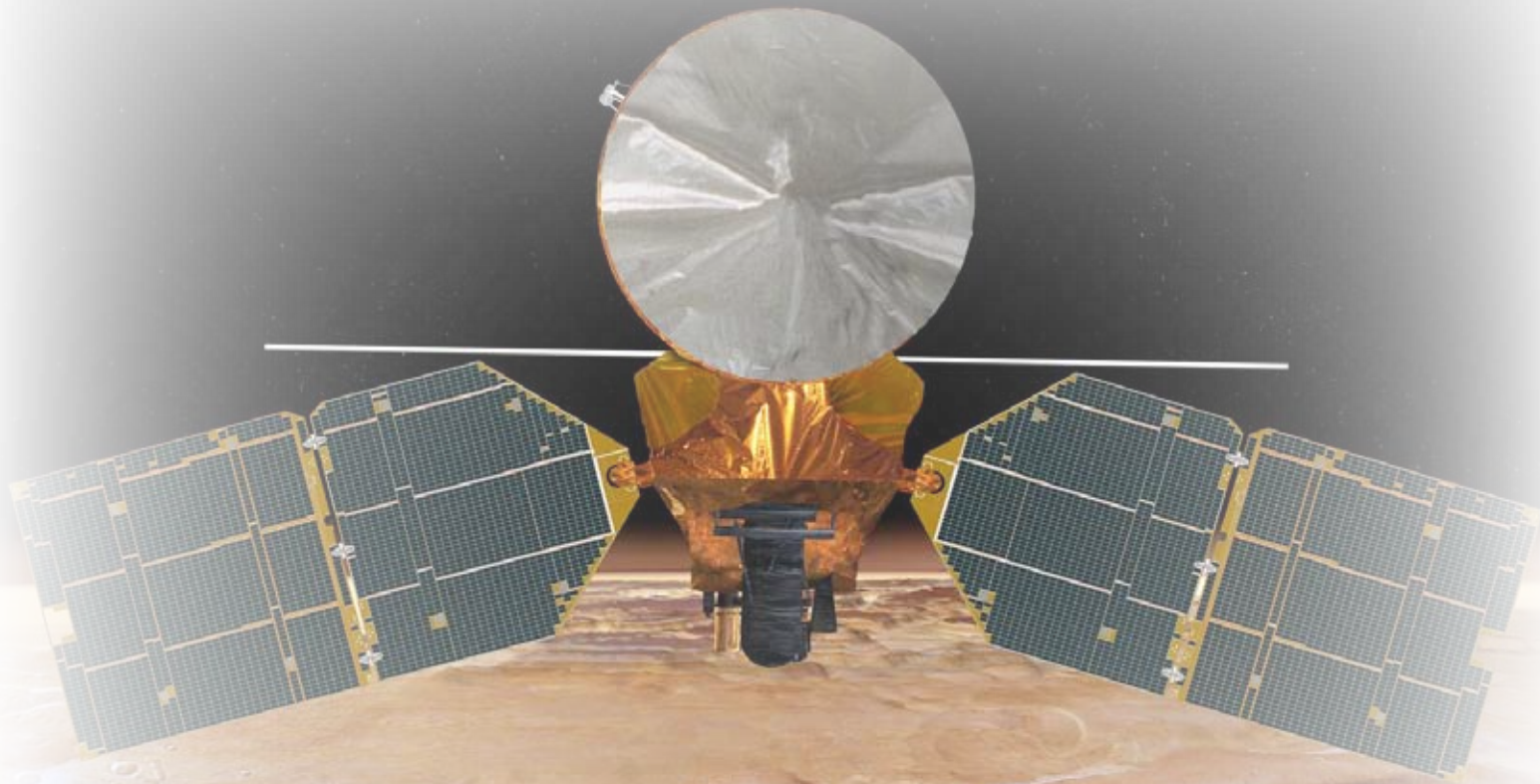
Cassini

Lanciata nel 1997, è una missione congiunta della NASA, della ESA e della ASI. Prevedeva l'invio di un veicolo spaziale in orbita a Saturno per consentire lo studio del sistema del pianeta e dei suoi anelli per un periodo di quattro anni.

Per acquisire l'energia gravitazionale necessaria a raggiungere la destinazione, è passato accanto a Terra, Giove e Venere (due volte).

Cassini è entrato nell'orbita di Saturno il 1 luglio 2004, nel gennaio 2005 la sonda Huygen è discesa sulla superficie di Titano. Dal 2008 è iniziata una estensione di due anni della missione.

Il veicolo spaziale comunica con due antenne a basso guadagno e un'antenna a grande guadagno.

Lo schema di codifica adottato è basato su codice convoluzionale R=1/6, L=15 concatenato con un fattore I=5 al codice RS(255,233).

MRO
Mars Reconnaisance Orbiter

Lanciato nell'agosto 2005
per cercare le prove della presenza di acqua
sulla superfice marziana per un lungo periodo.

MRO è dotato di potenti mezzi di comunicazione e utilizza il turbo codice (8929,1/6)

MRO può trasmettere i dati verso Terra, distante 100 milioni di km, a velocità fino a 6 Mbit/s, grazie all'ampia antenna, al potente amplificatore e al veloce computer. Fino ad oggi ha inviato più dati di tutti i veicoli spaziali JPL messi insieme.

Le immagini che compongono le pagg. 46-49 sono tratte dai siti della NASA.

...continua da pag 45

cito americano. Era nata la competizione per lo spazio, che ebbe come conseguenza un ampio dibattito sul controllo civile o militare della spazio: il 29 luglio 1958, 50 anni fa, il presidente Eisenhower firmava l'atto di nascita dell'agenzia civile NASA, di cui JPL è oggi Laboratorio.

Per consentire la comunicazione con le navicelle spaziali, in JPL furono messe a punto due tecniche fondamentali: l'uso di shift register per codificare le informazioni aggiungendo la ridondanza necessaria alla correzione degli errori e l'uso del PLL, indispensabile per agganciare la frequenza dell'oscillatore locale per demodulare le informazioni ricevute.

I motivi per cui sono state le comunicazioni verso lo spazio a dare inizialmente il maggior spunto agli studi sugli schemi di codifica di canale sono:

- il canale è affetto solo da rumore gaussiano bianco
- la banda è, di fatto, illimitata
- guadagni di frazioni di decibel hanno un valore economico e scientifico molto importante (la capacità di carico dei primi razzi era minima e la potenza disponibile a bordo per la trasmissione dei dati era bassa)
- la complessità, ed il corrispondente ingombro e costo, degli apparati di ricezione e di decodifica, può essere notevole

Nella missione Mariner del 1965 furono inviate con successo immagini di Marte da 200 x 200 pixel, ciascuno rappresentato da 6 bit (64 livelli) ad una velocità di 8 bit al secondo: la trasmissione di ogni singola immagine richiedeva circa 8 ore, non erano utilizzati codici.

Nelle missioni successive, dal 1969 al 1977, le cose migliorarono notevolmente con l'utilizzo dei codice Reed-Muller (RM). I codici RM sono caratterizzati da un insieme di parametri e la scelta flessibile dei valori ne ha consentito un ampio uso. Il guadagno di codifica offerto non era molto elevato, circa 3,2 dB, ma si stima che a quel tempo ogni dB di guadagno corrispondesse ad un risparmio sul costo della missione spaziale di circa un milione di dollari. Grazie al codice RM utilizzato, cui ad ogni 6 bit di informazione sono associati 26 bit per la correzione degli errori, il bit-rate era cresciuto a 16 kbit/s. Con la missione Viking (1976) le immagini sono trasmesse a colori, come tre componenti separate, una per ciascun colore primario.

Il codice era stato messo a punto da Irving Reed, chiamato nel 1963 alla JPL in quanto aveva assunto notorietà per aver sviluppato, alla RAND Corporation, un computer della dimensione di una scrivania, dieci volte meno ingombrante dei suoi contemporanei. Era stato Andrew Viterbi, in JPL dal giugno 1957, a suggerire l'assunzione di Reed.

E proprio a Viterbi è associato l'algoritmo di decodifica noto con il suo nome (VA), introdotto nel 1967 [13], che ha consentito di realizzare decodificatori veloci per i codici convoluzionali.

Infatti i codici convoluzionali furono fra i primi ad essere utilizzati per le comunicazioni spaziali, poiché il codificatore è realizzabile con una struttura estremamente semplice, basata su alcuni flip-flop e porte logiche. Nella missione Pioneer 9 (1968) in ricezione si utilizzava un minicomputer a 16-bit con clock da 1 MHz, decisione soft basata su campioni quantizzati a tre bit e decodifica sequenziale con algoritmo di Fano. Il bit-rate del canale era 512 bit/s.

L'algoritmo di Viterbi fu presto riconosciuto come algoritmo di decodifica ottimo per la decodifica convoluzionale, la cui realizzazione pratica, ad esempio con una macchina a 64 stati, poteva consentire guadagni dell'ordine di 6 dB. In effetti il decoder a 64 stati realizzato dalla Linkabit, fondata, fra gli altri, da Viterbi nel 1968, era *un grande mostro che riempiva un rack*, ma in grado di operare a 2 Mbit/s. Già nel 1975 era possibile integrare l'algoritmo di Viterbi in un chip, rendendolo disponibile per una più ampia gamma di applicazioni nelle telecomunicazioni.

Nelle missioni Voyager del 1977 è introdotto lo schema costituito dal codice RS(255,223,33), in grado di correggere fino a 16 byte errati, come *inner code* concatenato con il codice convoluzionale a 64 stadi, R=1/2, L=7[Nota 3]. Tale schema diviene lo standard NASA.

Nel 1993, a causa degli inconvenienti a dispiegare l'antenna principale nel corso della missione Galileo (vedere riquadro "Comunicazioni dallo Spazio Profondo") fu realizzato uno schema di decodifica a 2^{14} stati denominato BVD, in grado di operare ad una probabilità di errore dell'ordine di $2\ 10^{-7}$ con E_b/N_0[Nota 4] di ≈ 0,8 dB e un guadagno di codifica reale di ≈ 10,2 dB.

Nota 3 - il code rate R è il rapporto k/n dove n è il numero di bit in uscita dal codificatore in corrispondenza di k bit di informazione in ingresso: i bit in uscita sono generati in funzione dei k bit in ingresso e dei precedenti L-1 blocchi di k bit, dove L è denominata constraint length.

Nota 4 - E_0/N_0 è il rapporto fra E_b, l'energia media per bit, e N_0, la densità spettrale del rumore, cioè la potenza su una banda di 1 Hz.

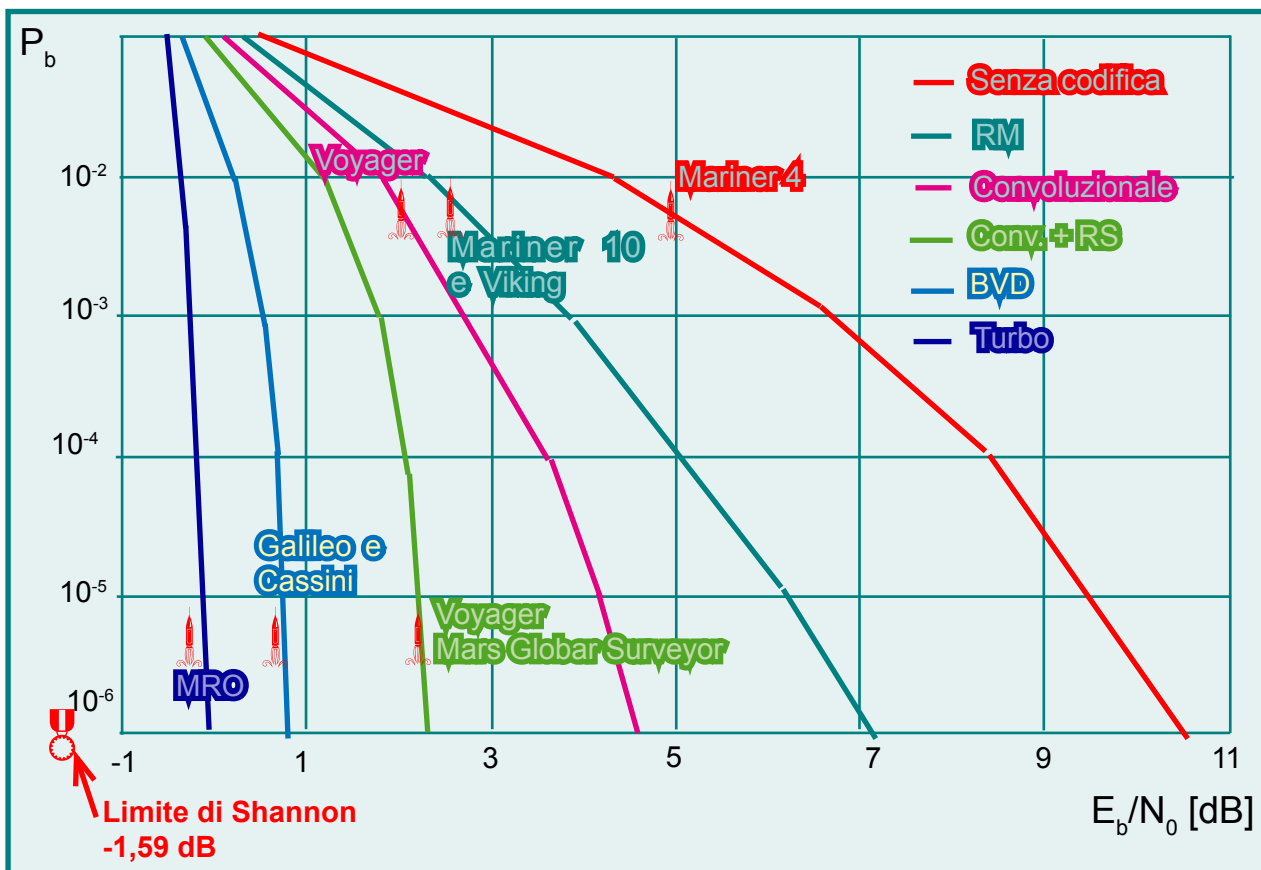



Fig. 2 - Le sonde Mariner 2,4, 5 non utilizzarono codifica per la protezione dagli errori. Mariner 6,7,9 10 e Viking utilizzarono il codice RM(32,6). Voyager 1 e 2, Magellan, Mars Global Surveyor utilizzarono il codice convoluzionale R=1/2, L=7 con decodifica di Viterbi. Galileo, Mars Pathfinder, Cassini e Mars Exploration Rover utilizzano il codice convoluzionale con L=15 e Big Viterbi Decoding. Messenger to Mercury e Mars Reconnaisance Orbiter utilizzano il turbo codice (8920, 1/6).

5. 1993: i codici mettono il turbo

Proprio nell'anno in cui lo schema basato su codice convoluzionale e codici RS raggiungeva il suo massimo (BVD), si verifica un evento [14] che dà un significativo impulso nella realizzazione di schemi di codifica che approssimano il limite di Sannon: i turbo-codici.

Claude Berrou, un fisico professore di progettazione VLSI, interessato alla integrazione dell'algoritmo di Viterbi con decodifica iterativa, ipotizza che sia possibile migliorare la decodifica utilizzando un sistema a retroazione, con decodifiche ripetitive. Da qui il nome assegnato a questi codici: il decodificatore ottiene risultati sorprendenti utilizzando una retroazione (*feedback*), così come il motore turbo migliora le prestazioni riutilizzando parte dei gas di scarico.

I risultati delle simulazioni riportati dagli autori indicano come il limite di Shannon possa essere approssimato, con una differenza inferiore a 0,7 dB. Inizialmente tali risultati sono considerati con scetticismo, ma presto altri ricercatori ottengono risultati simili, e verificano che le prestazioni dei turbo codici dipendono dalla dimensione del codice *n* e dal fattore di *interleaving*: come aveva già indicato Elias nel 1954, le prestazioni del codice crescono al crescere della dimensione del blocco.

La prima missione spaziale a utilizzare il nuovo schema raccomandato dalla CCSDS basato su turbo codice è del 2005, il MRO (figura 2).

6. Codici e diffusione delle informazioni televisive

Ovviamente non sono solo le missioni spaziali a trarre vantaggio dai progressi nella codifica per la protezione dagli errori.

Nell'ambito televisivo e multimediale possiamo ricordare che il codice di Hamming è utilizzato nei servizi teletext (in Italia Televideo) introdotti negli anni '70. E' del 1982 la definizione del formato del CD, seguita da quella del DVD nel 1996: entrambi i formati utilizzano due codici RS, in uno schema di codifica a prodotto.

I sistemi digitali di diffusione televisiva da satellite sono stati resi possibile fin dall'origine dall'impiego di schemi sofisticati di protezione dagli errori. Infatti i sistemi di compressione delle informazioni video e audio, riducendo al minimo la ridondanza e non prevedendo la ritrasmissione dei messaggi in caso di errori, richiedono che la probabilità di errore per il flusso di dati ricevuti sia molto bassa, dell'ordine di 10^{-9}.

Gia nel primo esperimento, in occasione dei campionati mondiali di Italia '90, di trasmissione del segnale in Alta Definizione si utilizzò uno schema di codifica basato su codice esterno RS(255,239) e interno convoluzionale. Il bit rate complessivo, di poco inferiore a 70 Mbit/s, era trasmesso utilizzando una coppia di trasponder del satellite Olympus, essendo la capacità massima dei modulatori e del canale costituito da ciascun trasponder di circa 34 Mbit/s.

Lo standard DVB-S (1996) adotta uno schema basato su codice esterno accorciato RS(204,108) seguito da interleaver con profondità 12 e codice interno convoluzionale R=1/2, L=7.

Gli standard DVB-RCS e DVB-RCT adottano turbo codici.

E il DVB-S2, lo standard di seconda generazione per la diffusione da satellite, adotta uno schema di protezione basato sui codici LDPC.

7. Oggi: il ritorno dei codici LDPC

Dopo il 1993, a seguito dell'avvento dei turbo codici, molti ricercatori riprendono in considerazione anche schemi di codifica le cui prestazioni non erano state nel passato considerate soddisfacenti, a causa dei vincoli in termini di complessità di calcolo e capacità di memoria. In particolare l'attenzione si focalizza sui codici

proposti da Robert Gallager nel 1962 e viene dimostrato che prestazioni molto prossime al limite di Shannon possono essere raggiunte con codici LDPC di grandi dimensioni e decodifica iterativa.

Lo standard DVB-S2 (2003) adotta la concatenazione di due codici: un BCH come codice esterno e un LDPC come codice interno. Il codice LDPC utilizzato dal DVB è denominato *Extended IRA code* con una lunghezza di parola che può essere n=64800 (per le trame normali) o n=16200 (per le trame corte). Approssima il limite di Shannon entro 0,6÷0,8 dB e, con le tecniche di integrazione attuali, è di facile realizzazione [17].

Il DVB-S2 è attualmente utilizzato per la diffusione via satellite di programmi televisivi ad Alta Definizione (HDTV).

E' uno degli elementi fondamentali per la dimostrazione di trasmissione via satellite delle immagini Super Hi-Vision (SHV), che si tiene in occasione della IBC 2008 [18]. Le immagini SHV sono composte da un numero di pixel 16 volte superiore a quelle HDTV, grazie all'evoluzione dei sistemi di compressione video è possibile ridurre il bit-rate a 140 Mbit/s, che, poiché non sono attualmente disponibili demodulatori adatti a tale capacità, vengono suddivisi in due flussi da 70 Mbit/s.

Anche il sistema di diffusione terrestre di seconda generazione, il DVB-T2, adotta la codifica LDPC per la protezione dagli errori [19].

Altri standard che utilizzano questi codici sono le nuove versioni di WiMax mobile (IEEE 802.16e-2005) e WiFi (IEEE 802.11n).

7. Conclusione

Sembrerebbe quindi che i sistemi attuali raggiungano il limite indicato sessanta anni fa da Shannon e che sarà pertanto difficile assistere in futuro a progressi significativi in questo campo.

Molte delle informazioni utilizzate per la stesura di questo articolo sono tratte da [20][Nota 5], e in tale articolo si cita un Workshop, tenuto in Florida nell'aprile 1971, che è ricordato come "*la codifica è morta*", perché sembrava che nulla di nuovo potesse essere aggiunto a quanto fino allora pubblicato sul tema.

Abbiamo visto che l'avvento, del tutto imprevisto, dei turbo codici nel 1993 aprì nuove prospettive per consentire l'avvicinamento al limite di Shannon.

Da questo punto di vista può quindi risultare azzardata la conclusione in [17][Nota 6]: *"I codici LDPC di DVB-S2 approssimano il limite di Shannon a 0,6÷0,8 dB ... Può risultare difficile giustificare la loro sostituzione nei prossimi decenni a venire."*

Nota 5 - Per approfondimenti sui codici si rimanda al numero speciale "Turbo.Information Processing: Algorithms, Implementations & Applications", del giugno 2007 di Proceeding of the IEEE.
Ricchi di informazioni sono inoltre i siti delle organizzazioni ASI, ESA, NASA, CCSDS, le cui URL sono indicate nella tabella che riporta acronimi e sigle.

Nota 6 - Per quanto riguarda il DVB-S2, si rimanda a "Special Issue on The DVB-S2 Standard for Broadband Satellite Systems", guest editors
Alberto Morello and Ulrich Reimers,
Int. J. Satell. Commun. Network., vol. 22, No 3, May-June 2004.

Bibliografia

1. C. E. Shannon: "A Mathematical Theory of Communication", The Bell System Technical Journal, vol. 27, pp. 379-423, 623-656, July, October, 1948.
2. M. J. E. Golay, "Notes on digital coding," Proc. IRE, vol. 37, p. 657, June 1949.
3. R. W. Hamming: "Error detecting and error correting codes", Bell Syst. Tech. J. 29:147-60,1950.
4. D. E. Muller, "Application of Boolean algebra to switching circuit design and to error detection," IRE Trans. Electron. Comput., vol.EC-3, pp. 6–12, Sept. 1954.
5. I. S. Reed, "A class of multiple-error-correcting codes and the decoding scheme," IRE Trans. Inform. Theory, vol. IT-4, pp. 38–49, Sept. 1954.
6. P. Elias, "Error-free coding", IRE Trans. Inform. Theory, vol. IT-4, pp.29-37, Sept. 1954.
7. P. Elias, "Coding for noisy channels," IRE Conv. Record, vol. 4, pp. 37–47, 1955.
8. E. Prange, "Cyclic error-correcting codes in two symbols," Tech. Rep. TN-57-103, Air Force Cambridge Research Center, Cambridge, MA, Sept. 1957.
9. A. Hocquenghem, "Codes correcteurs d'erreurs," Chiffres, vol. 2, pp. 147–156, 1959.
10. R. C. Bose and D. K. Ray-Chaudhuri, "On a class of error correcting binary group codes," Information and Control, vol. 3, pp. 68–79, Mar 1960
11. I. S. Reed and G. Solomon, "Polynomial codes over certain finite fields," J. SIAM, vol. 8, pp. 300–304, June 1960.
12. R.Gallager, "Low-density parity-check codes," IRE Trans. Information Theory, pp. 21-28, Jan. 1962.
13. A. J. Viterbi: "Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm," IEEE Transactions on Information Theory, Volume IT-13, pages 260-269, April, 1967.
14. C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimasjshima: "Near Shannon limit error correcting coding and decoding: Turbo-codes", Proc. IEEE Int. Conf. on Commun., Geneva, maggio 1993, pp. 1064-1070.
15. D.J.MacKay, R.M.Neal: "Near Shannon limit performance of low-density-parity-check codes.", Elect. lett., vol. 32, pp. 1645-1646, August 1996.
16. A. Morello, V. Mignone: "Il sistema DVB-S2 di seconda generazione per la trasmissione via satellite e Unicast", Elettronica e Telecomunicazioni, dicembre 2003.
17. M. Eroz, F.W. Sun, L.N. Lee: "DVB-S2 low density parity check codes with near Shannon limit performance", Int. J. Satell. Commun. Network., vol. 22, No 3, May-June 2004.
18. A. Morello: "Super Future: DVB-S2 Enables 140 Mps Super Hi-Vision By Satellite at IBC 2008", DVB Scene, No. 27, August 2008 (www.dvb.org)
19. N. Wells:"A Spec is Born. DVB-T2: A new Terrestrial Standard", DVB Scene, No. 27, August 2008 (www.dvb.org)
20. G.D. Forney, D.J. Costello: "Channel Coding: The Road to Channel Capacity", IEEE Procs, Vol. 95, Issue 6, p. 1150-1177, June 2007